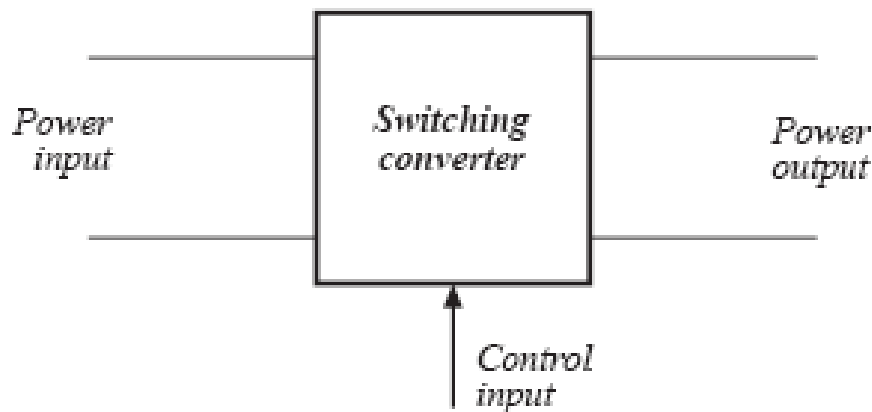
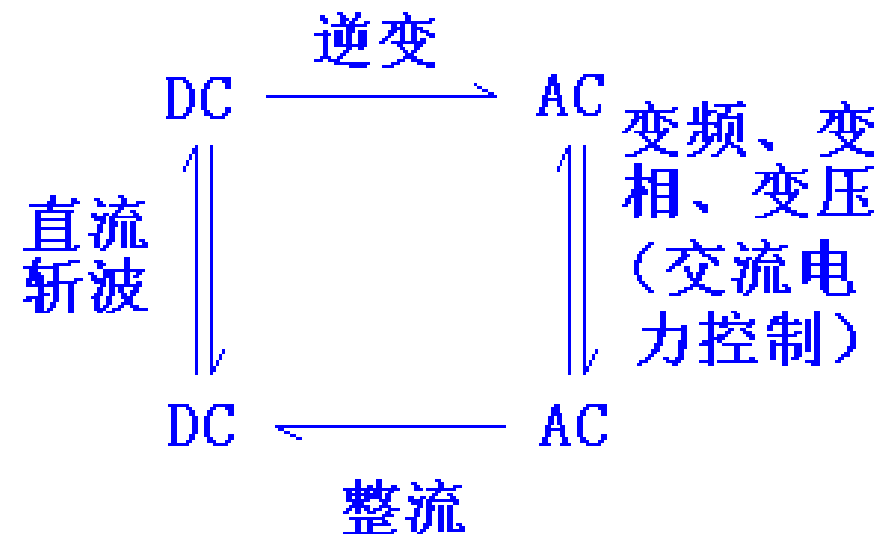


电力四大基本变换

- 直流-直流 (DC/DC)
- 交流-直流 (AC/DC)
- 直流-交流 (DC/AC)
- 交流-交流 (AC/AC)



第四章 直流—交流变换技术

- ◆概述
- ◆逆变电路的基本拓扑形式
- ◆单相方波逆变电路
- ◆单相SPWM逆变电路
- ◆三相方波逆变电路
- ◆三相SPWM逆变电路
- ◆逆变器PWM技术的优化
- ◆输出滤波器及控制系统设计

4.1 概述

4.1.1 逆变的概念

- 逆变 (DC/AC)
 - 直流电变成交流电。
- 逆变器 (inverter)
 - 直流变交流的电力电子变换器
- 输出：方波和正弦波两大类
- 应用：
 - 不间断电源 (UPS)、航空电源、舰船电源系统、交流电机调速、日光灯照明等。
 - 风能、太阳能等绿色可再生能源发电及并网的关键技术。

4.1.2 逆变电源的主要应用场合

- **变频变压** (variable voltage & variable frequency, VVVF) **交流电源** : 如变频器 , 作为交流电机的驱动器。

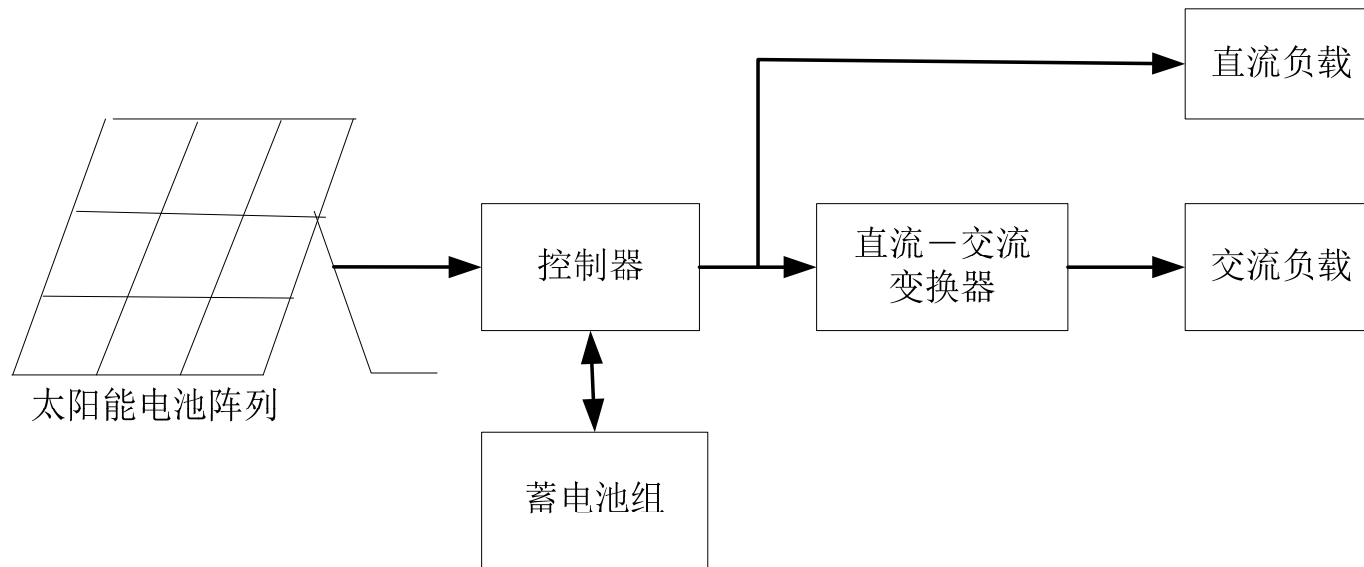
$$n_1 = 60 f_1 / p_n \quad E_1 = 4.44 f_1 W_1 k_{W1} \phi_m \quad \phi_m \propto E_1 / f_1$$

- **恒频恒压** (constant voltage & constant frequency, CVCF) **交流电源** : 提供一个类似理想电网的恒压恒频特性 , 如不间断电源系统 (uninterruptible power supply , UPS) ,
- 光伏发电系统 , 风能发电系统等。
- 有源逆变器 : 典型输出负载是电网 , 如可再生能源并网发电。

逆变器应用于太阳能光伏发电



室内并网逆变器

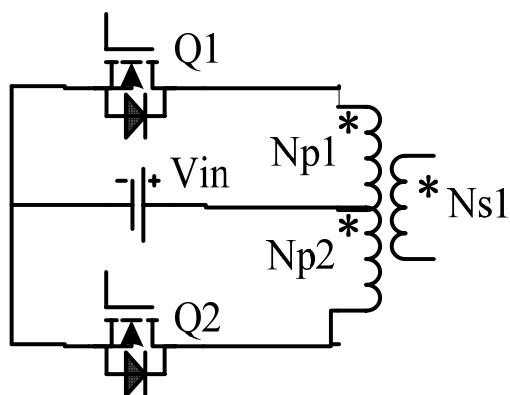


3、逆变电路的分类

- **按直流电源形式**
 - 电压源逆变器 (voltage source inverter, VSI)
 - 电流源逆变器 (current source inverter, CSI)
- **按功率器件**
 - 半控器件逆变电路
 - 全控器件逆变电路
- **按输出波形要求**
 - 方波输出逆变器
 - 正弦波输出逆变器
- **按负载能量传递情况**
 - 有源逆变 (active) : 交流侧接电网
 - 无源逆变 (passive) : 交流侧接负载
- **此外还可按输出相数、按电路结构、开关器件工作情况、输出调制方式等分类。**
- **本章主要讨论的逆变器**
 - 电压源型、输出正弦波、无源逆变器。

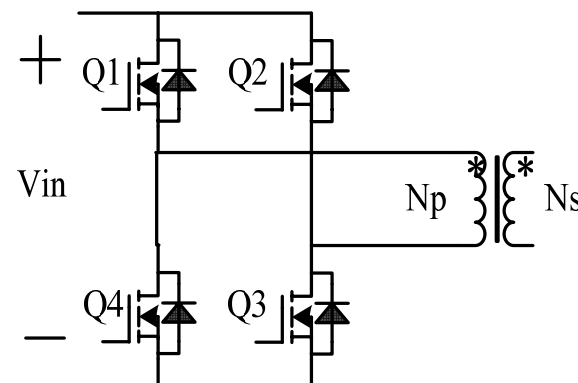
4.2 逆变电路的基本拓扑形式

■ 推挽逆变结构



推挽电路

■ 桥式逆变结构

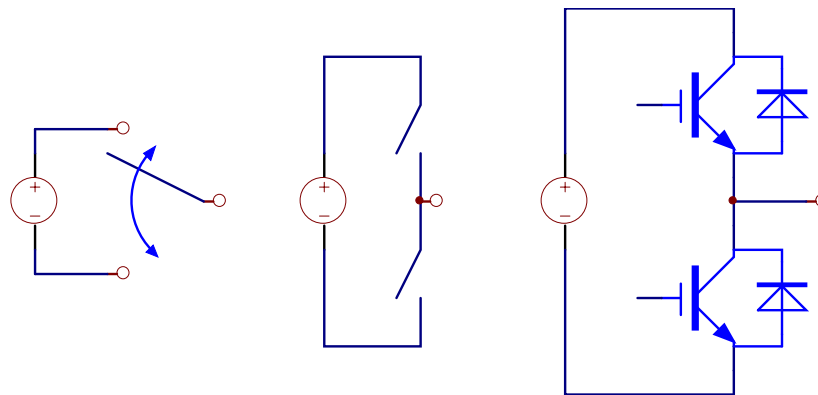


全桥电路

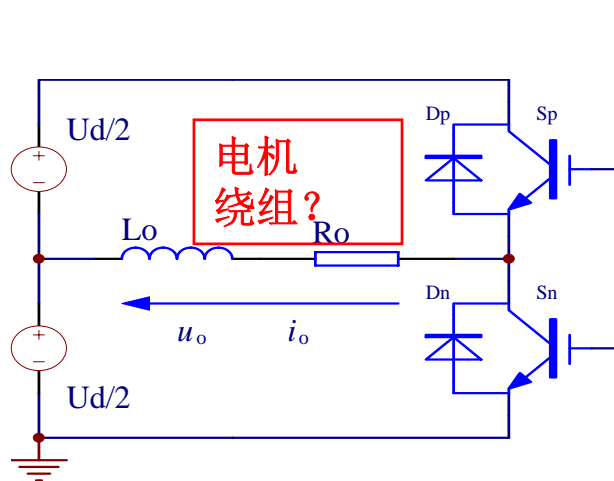
■ 桥式逆变结构的推广

- 如半桥、全桥、三相桥、多相桥、多电平桥式电路、多重化桥式电路等等。

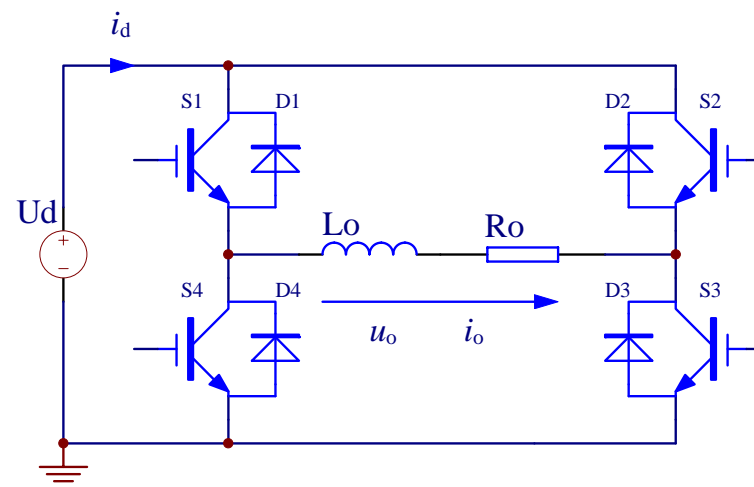
桥式逆变器电路结构



桥式电路的基本拓扑结构及其实现形式



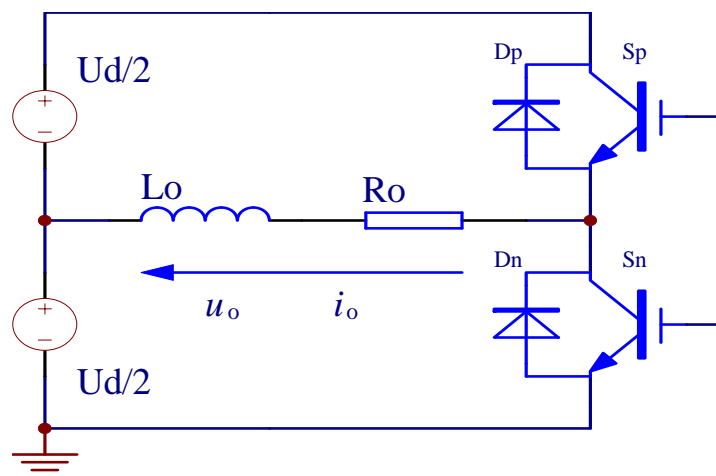
半桥逆变电路



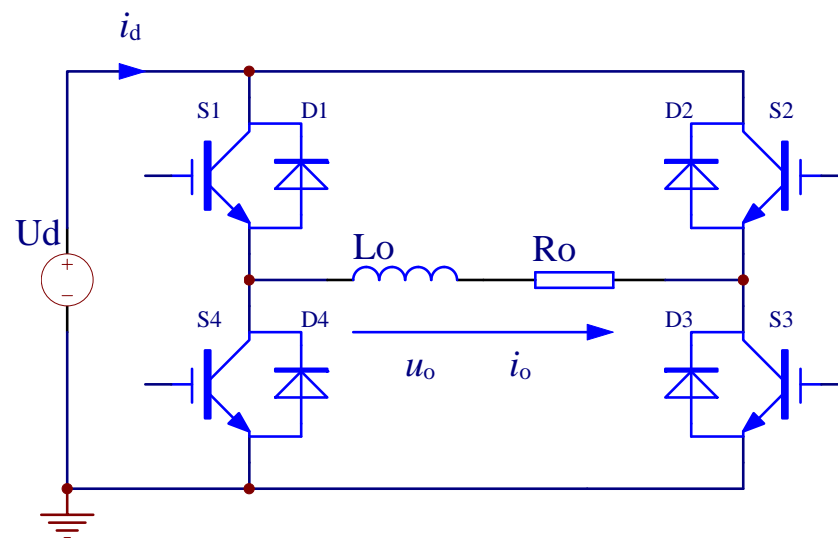
全桥逆变电路

4.3 单相方波逆变电路

4.3.1 单相方波逆变电路拓扑



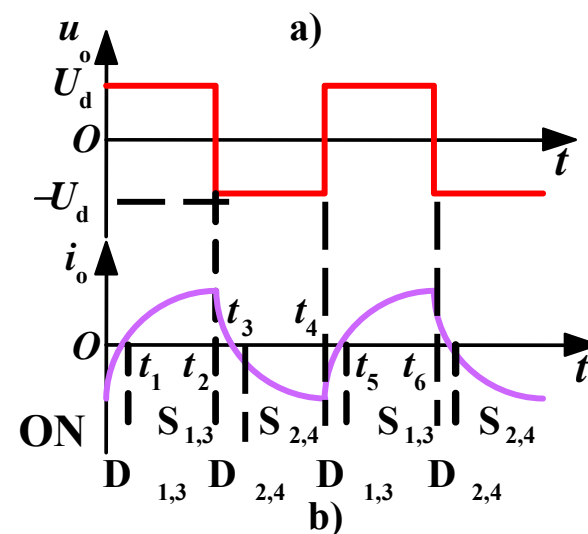
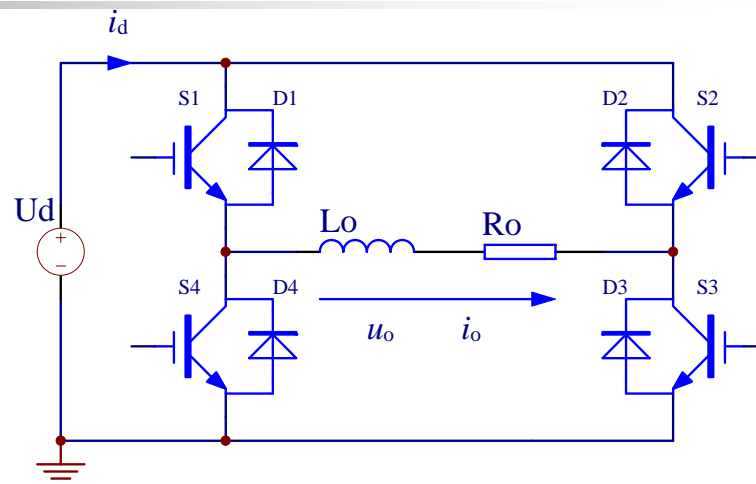
输出**方波**的半桥逆变电路



输出**方波**的全桥逆变电路

全桥方波逆变器的结构特点

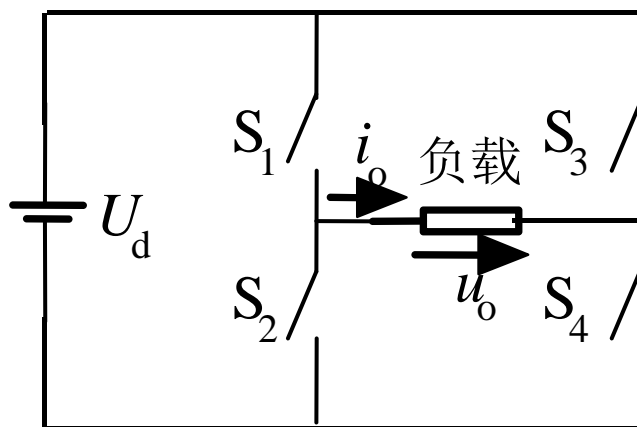
- 全桥逆变电路有四个桥臂，每个桥臂由一个可控器件和一个反并联二极管组成。
- 负载联结在两个桥臂联结点之间。
- $S_{1,3}$ 和 $S_{2,4}$ 栅极信号在一周期内各半周正偏、半周反偏，两者互补。
- 由于直流电压源的钳位作用，交流侧输出电压 u_o 为矩形波，幅值为 U_d ，并且和负载阻抗角无关。而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同。
- D_{1-4} 称为**反馈二极管**，它又起着使负载电流连续的作用，又称**续流二极管**。为交流侧向直流侧反馈无功能量提供通道。



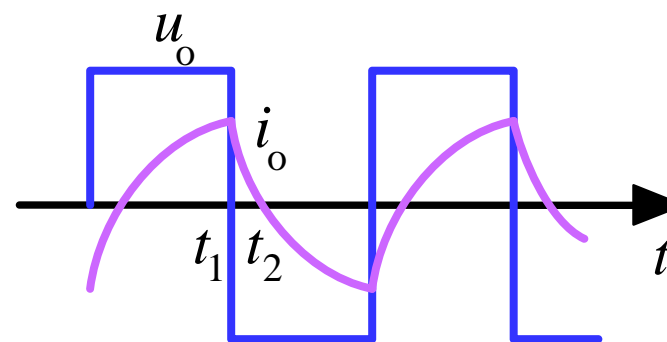
全桥方波逆变器基本工作波形

4.3.2 方波全桥逆变电路分析

■ 1、基本工作原理



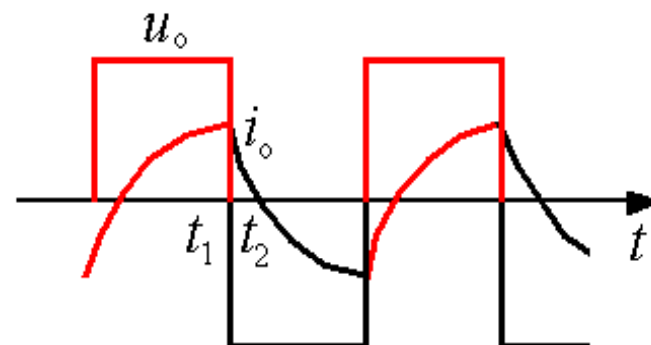
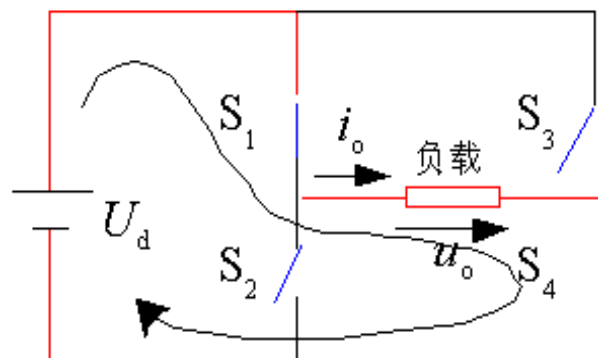
a)



b)

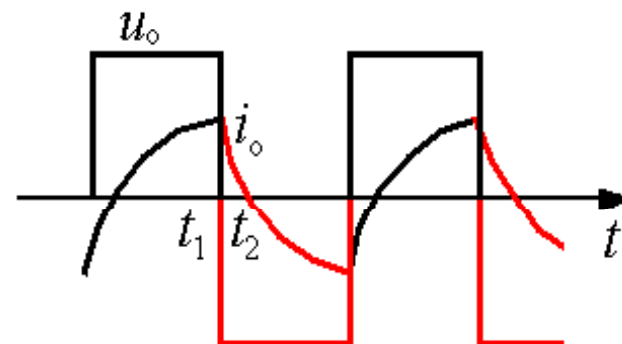
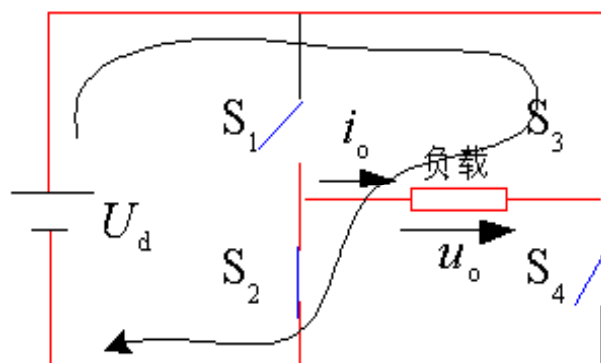
- ✦ $S_1 \sim S_4$ 是桥式电路的4个臂，由电力电子器件及辅助电路组成。

S_1 、 S_4 闭合， S_2 、 S_3 断开时电路和波形图



负载电压 u_o 为正

S_2 、 S_3 闭合， S_1 、 S_4 断开时电路和波形图



负载电压 u_o 为负

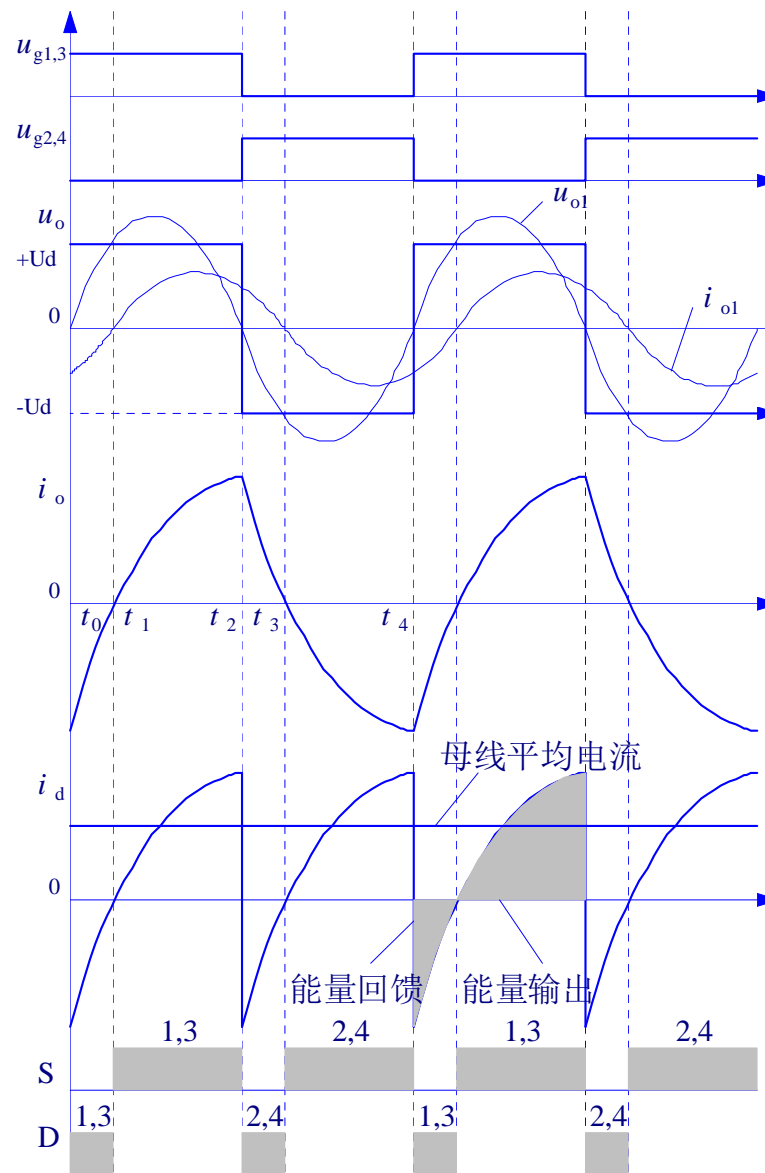
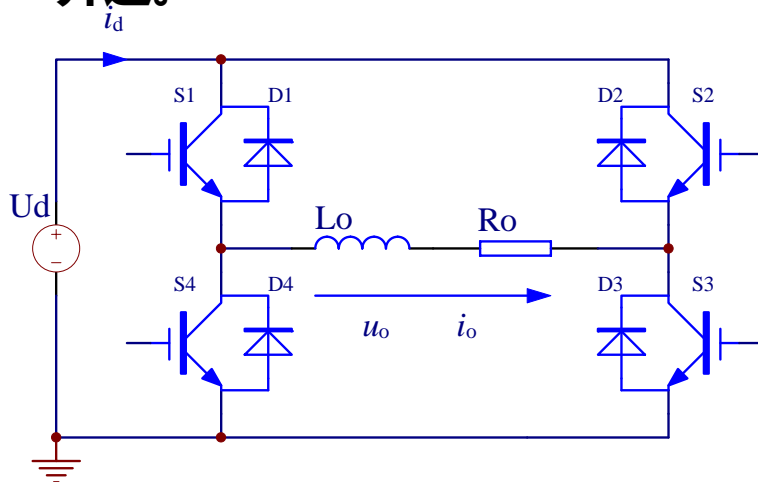
直流电



交流电

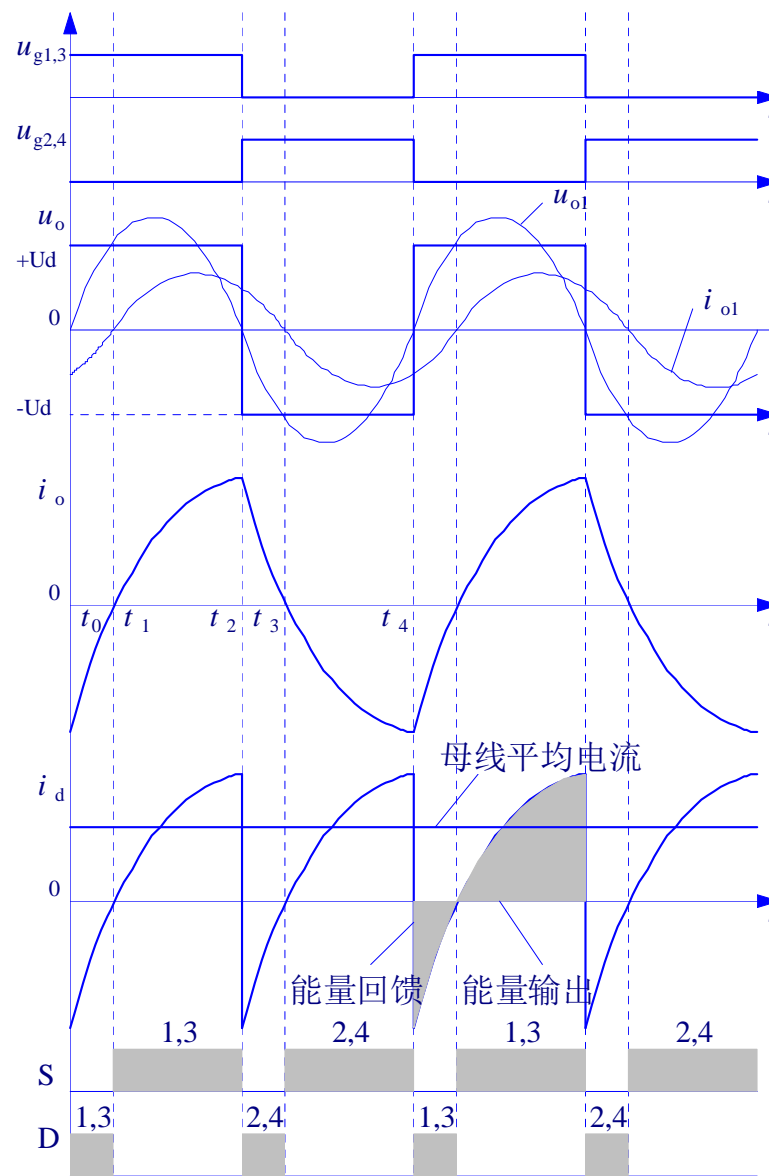
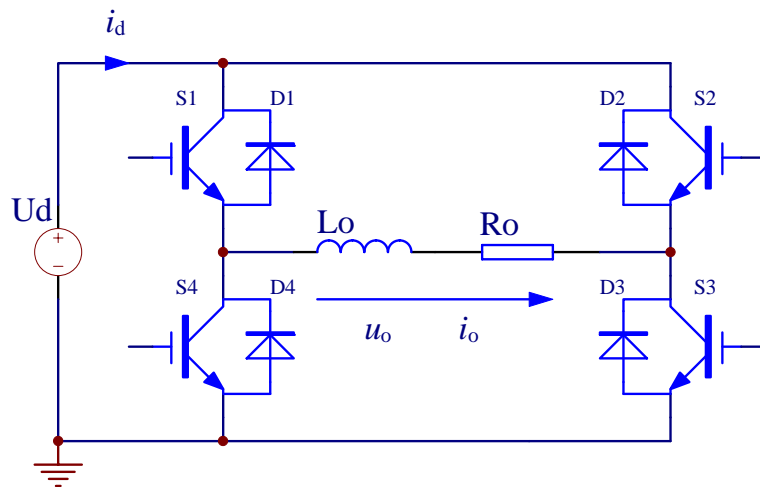
2、换流过程分析

- t_2 时刻以前S1 S3通，S2 S4断
- t_2 时刻给S1 S3关断信号，给S2 S4开通信号，则S1 S3关断，但感性负载中 i_o 不能立即改变方向，于是D2 D4导通续流。
- t_3 时刻 i_o 降为零时，D2 D4截止，S2 S4开通， i_o 开始反向。
- t_4 时刻给S2 S4关断信号，给S1 S3开通信号，S2 S4关断，D1 D3先导通续流， t_5 时刻S1 S3才开通。



全桥方波逆变器基本工作波形

- **强制换流**：负载电流由开关管向桥臂**对管反并联二极管**转移或者由续流二极管向桥臂对管转移的过程。强制换流**改变**电路的等效拓扑。
- **自然换流**：电流在开关管及其**自身反并联续流二极管**之间的相互转移。自然换流**不改变**电路的等效拓扑。
- **S1 S3或S2 S4通时**，负载电流 i_o 和电压 u_o 同方向，直流侧向负载提供能量
- **D1 D3或D2 D4通时**， i_o 和 u_o 反向，负载电感中贮藏的能量向直流侧反馈。即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。



全桥方波逆变器基本工作波形

3、全桥逆变电路输出电压分析

- 逆变器输出电压

$$u_o = \sum_n \frac{4U_d}{n\pi} \sin n\omega t$$

- (n = 1, 3, 5, ...) , $\omega = 2\pi f_s$

- 输出电压有效值

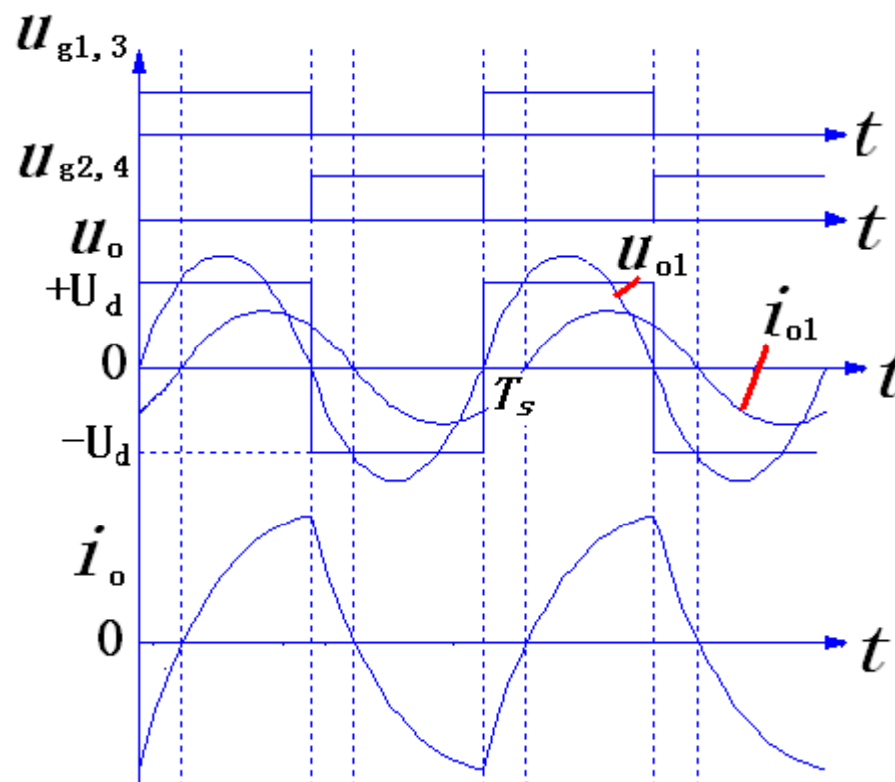
$$U_o = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} U_d^2 dt} = U_d$$

- 基波峰值

$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} \approx 1.273U_d$$

- 基波有效值

$$U_{o1} = \frac{U_{o1m}}{\sqrt{2}} \approx 0.9U_d$$



-
- 基波电压增益（直流母线电压利用率）：

$$A_v = \frac{U_{o1}}{U_d} \approx 0.9$$

- 总谐波失真度**THD**（Total Harmonic Distortion）：

$$\begin{aligned} THD &= \frac{1}{U_{o1}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} = \frac{1}{U_{o1}} \sqrt{U_o^2 - U_{o1}^2} \\ &= \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0.483 = 48.3\% \end{aligned}$$

THD表征了一个实际波形同其基波的接近程度。

4、全桥方波逆变电路的特点

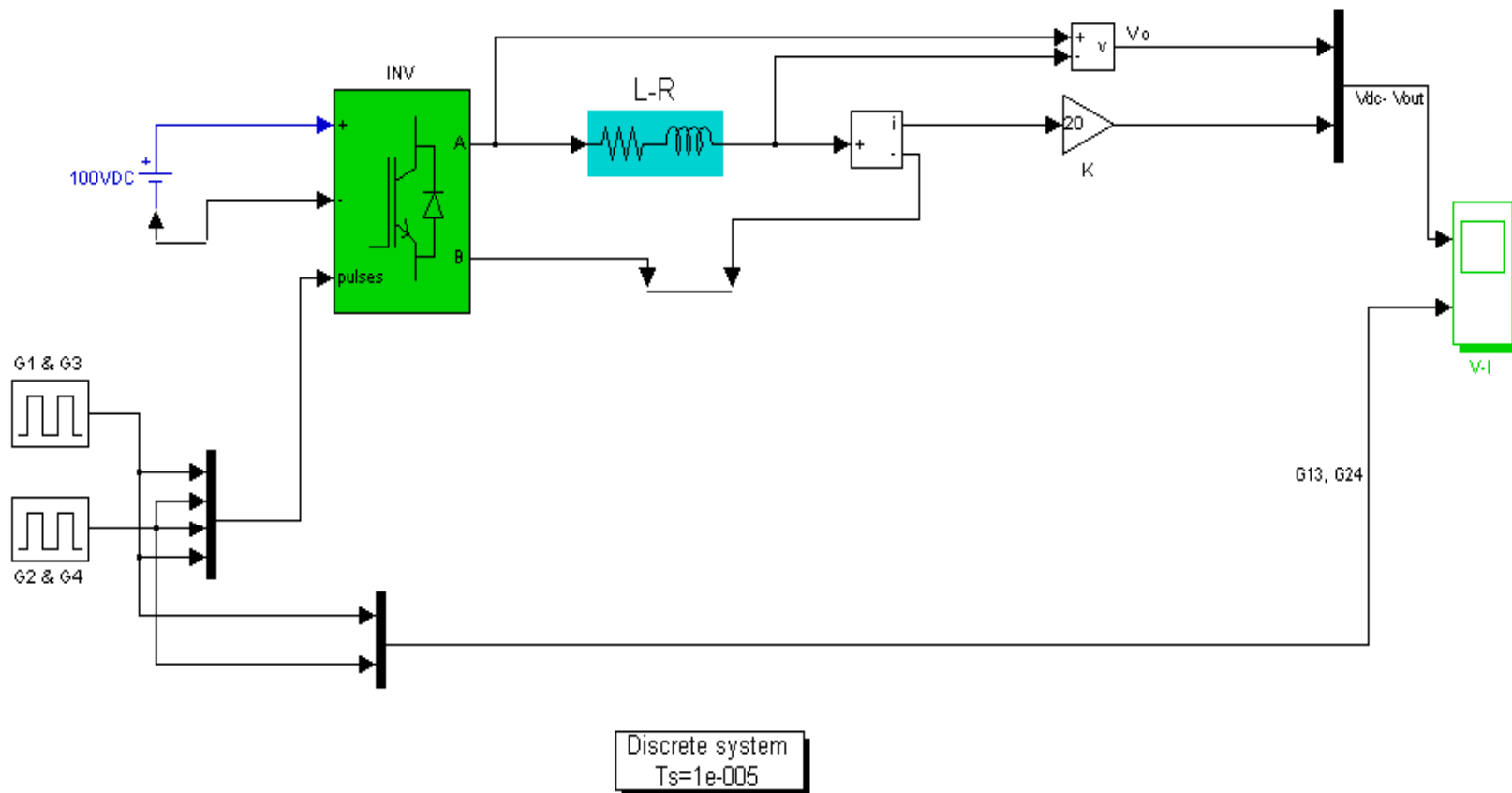
- 输出电压调节能力差
 - 自身不具备电压调节能力，只能通过改变直流母线电压 U_d 的大小来调节；
- 输出电压谐波含量丰富
 - 总谐波失真度THD（Total Harmonic Distortion）：表征了一个实际波形同其基波的接近程度。

$$THD = \frac{1}{U_{o1}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} = \frac{1}{U_{o1}} \sqrt{U_o^2 - U_{o1}^2} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0.483 = 48.3\%$$

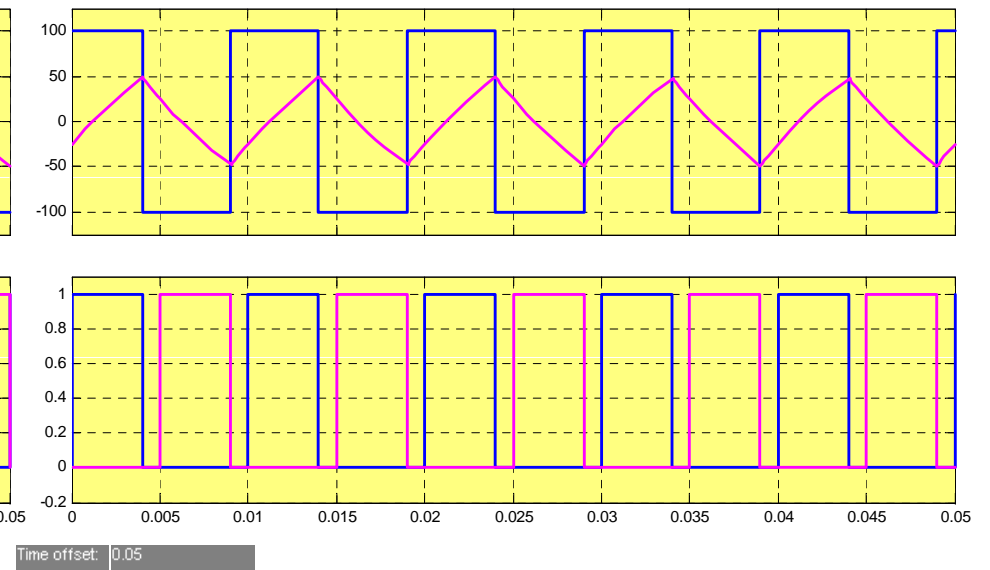
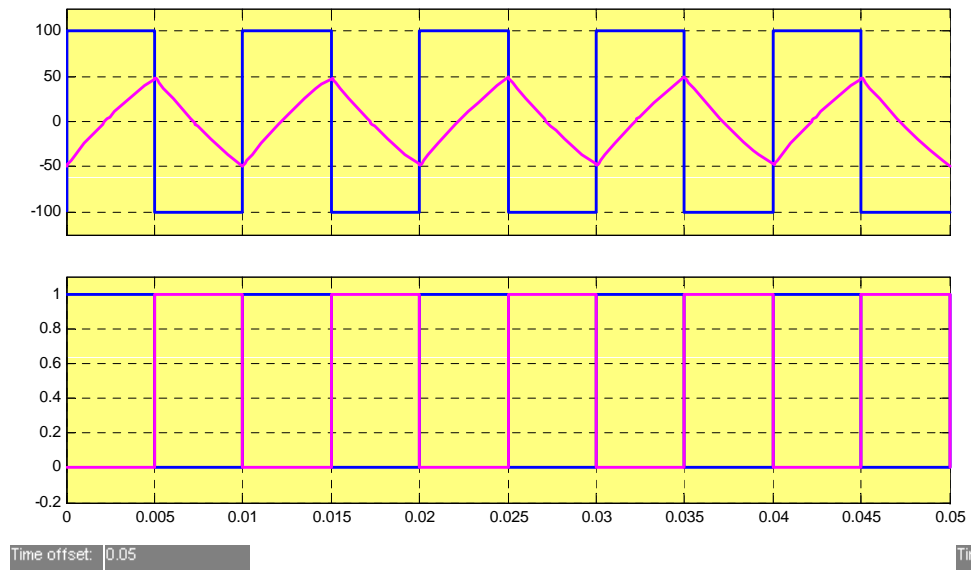
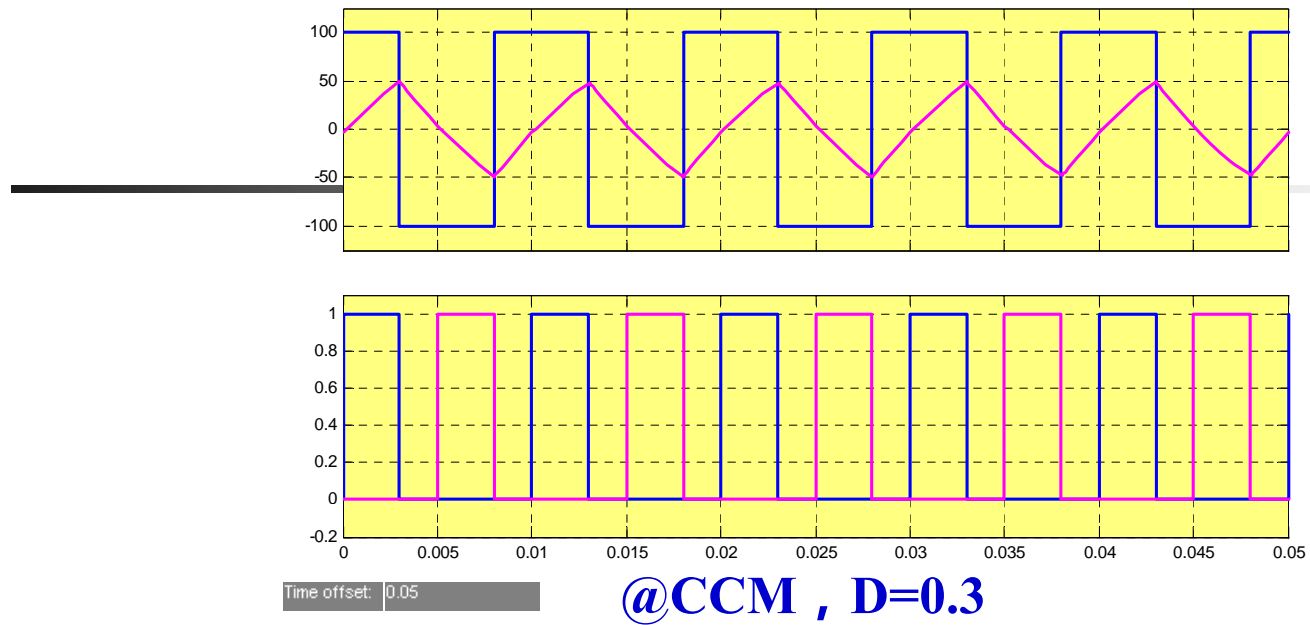
- 直流输入母线电压利用率较高：0.9；
- 输入无功电流大：每半个输出周期均有无功电流回馈到输入母线直流电压端。

方波逆变器仿真

Sqre Inverter @ CCM, TM, DCM

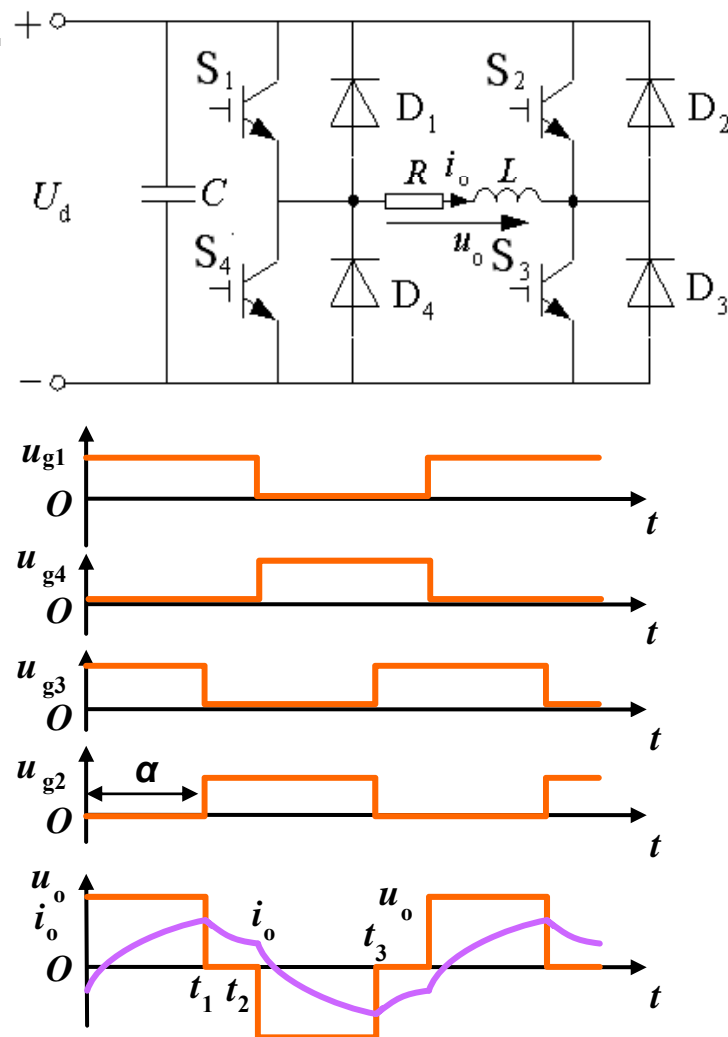


讨论：调节占空比（D）能够调节输出电压吗？



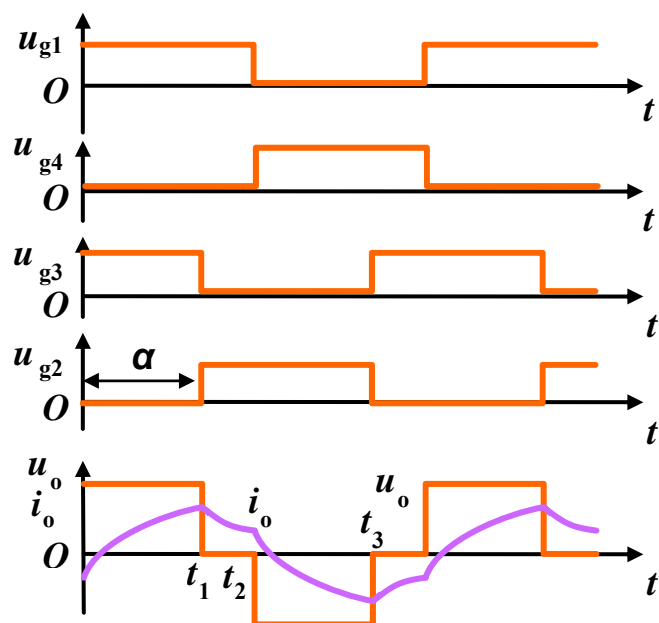
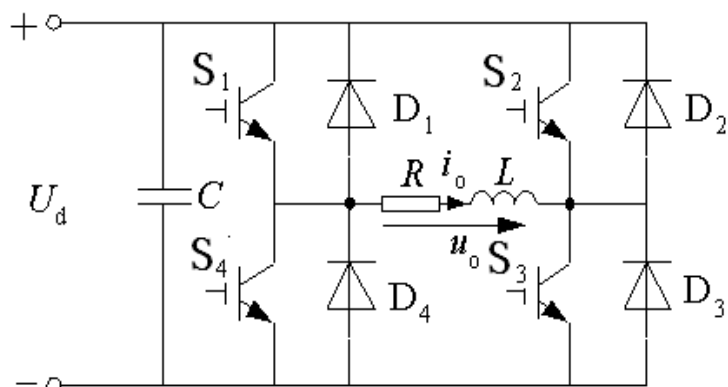
4.3.3 全桥移相式调压逆变电路

- 1、阻感负载时，还可采用移相的方式来调节输出电压——移相调压。
- S2、S3的栅极信号分别比S1、S4落后 α ($0 < \alpha < 180^\circ$)。
- 输出电压是正负各为 α 的脉冲。
- 改变 α 就可调节输出电压。



单相全桥逆变电路的
移相调压方式

2、换流过程分析



工作时 S_1 和 S_4 通断互补， S_2 和 S_3 通断也互补，比如在 u_o 正半周， S_1 导通， S_4 关断， S_2 和 S_3 交替通断。

负载电流比电压滞后，在电压正半周，电流有一段区间为正，一段区间为负。

在负载电流为正的区间， S_1 和 S_3 导通时， $u_o = U_d$ 。

S_3 关断时，负载电流通过 S_1 和 D_2 续流，负载被短路， $u_o = 0$ 。

在负载电流为负的区间，仍为 S_1 和 S_3 导通时，因 i_o 为负，故 i_o 实际上从 D_1 和 D_3 流过，仍有 $u_o = U_d$ 。

S_3 关断， S_2 开通后， i_o 从 S_2 和 D_1 续流， $u_o = 0$ 。

u_o 总可以得到 U_d 和 0 两种电平。

在 u_o 的负半周，让 S_4 保持通态， S_1 保持断态， S_3 和 S_2 交替通断，负载电压 u_o 可以得到 $-U_d$ 和 0 两种电平。

3、输出电压分析

$$u_o = \begin{cases} U_d & 0 < \omega t < \tau / 2 \\ 0 & \tau / 2 < \omega t < \pi / 2 \end{cases}$$

■ 傅立叶展开

$$u_o = \sum_n U_{onm} \cos(n\omega t)$$

$$U_{onm} = \frac{4U_d}{n\pi} \sin \frac{n\tau}{2} \quad (n = 1, 3, 5, \dots)$$

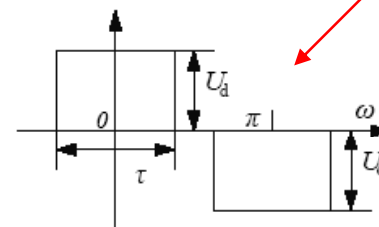
$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\tau}{2} = \frac{4U_d}{\pi} \sin \frac{\alpha}{2}$$

■ 各次谐波相对于基波幅值

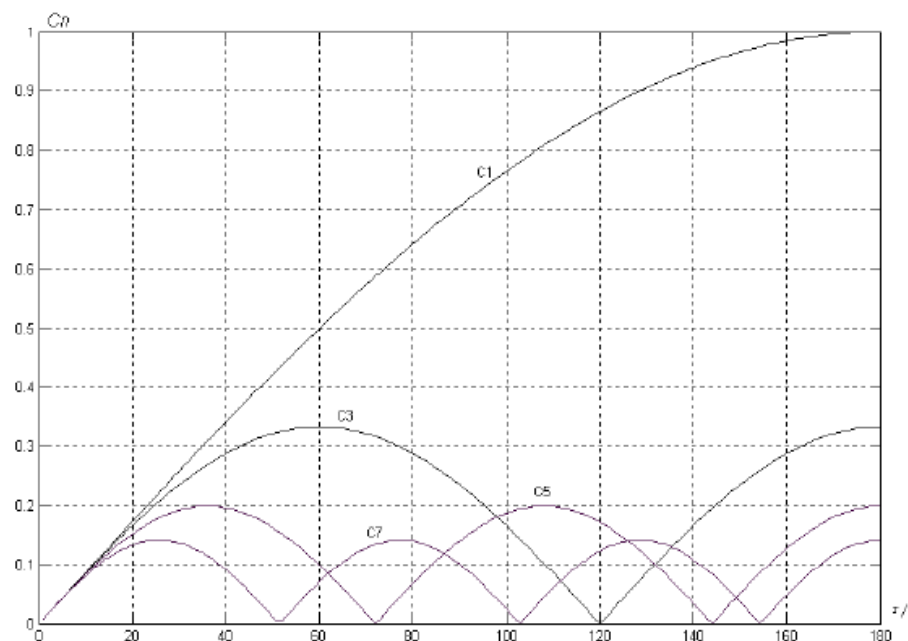
$$C_n = \frac{U_{onm}}{4U_d / \pi} = \frac{1}{n} \sin \frac{n\tau}{2}$$

■ 谐波分布随脉冲宽度变化如右图所示。

半波对称的偶函数



(a)方波移相调压输出电压的坐标

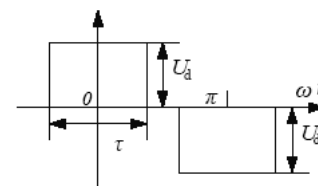


(b)输出低次谐波分量随输出电压脉冲宽 τ 的变化曲线

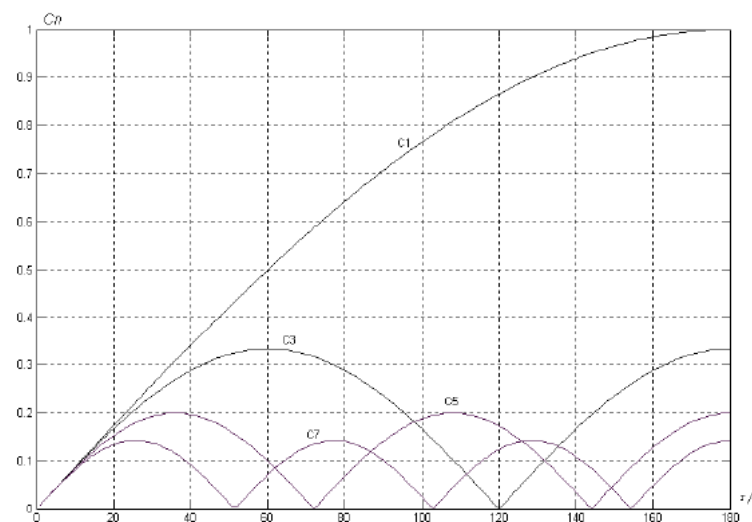
图 4.5 方波移相调压逆变电路输出波形和谐波分布

全桥移相式调压逆变电路的特点

- 在不改变电路结构的情况下通过改变控制信号相位变化来实现输出电压的调节，实际上是通过改变输出脉冲宽度 α 来调节输出电压 u_o 。
- 输出谐波含量仍然很高，输出电压谐波含量随移相相位的变动而变化，输出电压的THD在移相相位约120度附近达到最小，但仍高达20%以上，且主要为低次谐波，相对于方波逆变，并没有对THD性能做出本质改善。
- 电路存在内部环流的工作状态，在此状态下电源与负载间没有能量交换而器件仍然载流，变换效率相对偏低。
- 相对于方波逆变电路，移相逆变输出电压和功率只能向低方向调节。



(a)方波移相调压输出电压的坐标



(b)输出低次谐波分量随输出电压脉冲宽 τ 的变化曲线

图 4.5 方波移相调压逆变电路输出波形和谐波分布

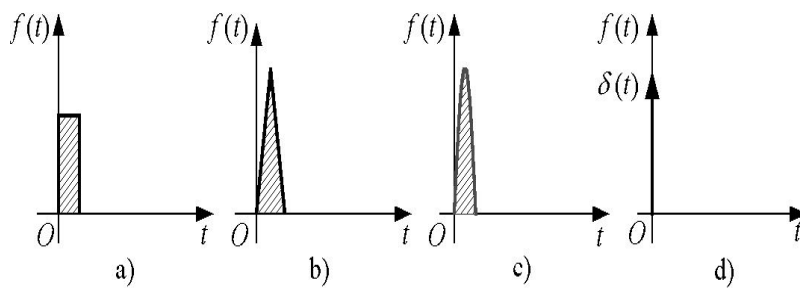
4.4 单相SPWM逆变电路

- **PWM (Pulse Width Modulation)** 控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术，即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要波形（含形状和幅值）。
- 第2、3章的**直流-直流变换电路**实际上采用的就是PWM技术。
- PWM控制技术在逆变电路中的应用最为广泛，对逆变电路的影响也最为深刻，现在大量应用的逆变电路中，绝大部分都是**PWM型逆变电路**。

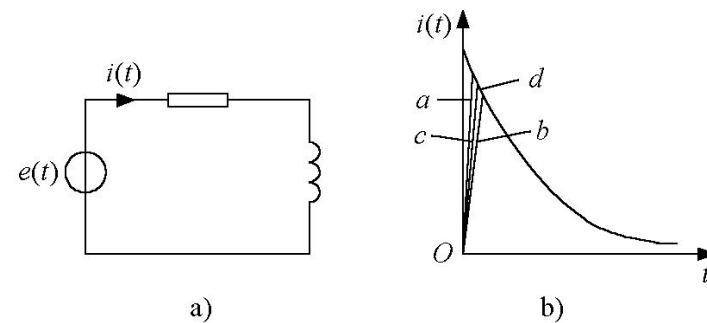
4.4.1 PWM控制的基本原理

1、面积等效原理

- PWM控制技术的**重要理论基础**
- 内容：**冲量相等**而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其**效果基本相同**。
 - 冲量：窄脉冲的面积。
 - 效果基本相同：环节的输出响应波形基本相同。



形状不同而冲量相同的各种窄脉冲



冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

■用PWM波代替正弦半波

◆将正弦半波看成是由N个彼此相连的脉冲宽度为 π/N ，但幅值顶部是曲线且大小按正弦规律变化的脉冲序列组成的。

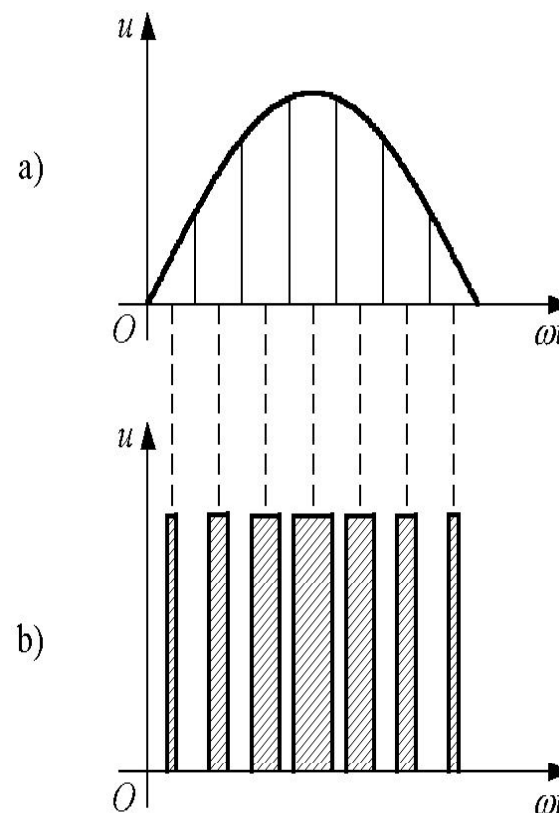
◆把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲和相应的正弦波部分面积（冲量）相等，这就是PWM波形。

◆对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到PWM波形。

◆脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的PWM波形，也称SPWM（Sinusoidal PWM）波形。

■PWM波形可分为等幅PWM波和不等幅PWM波两种，由直流电源产生的PWM波通常是等幅PWM波。

■基于等效面积原理，PWM波形还可以等效成其他所需要的波形，如等效所需要的非正弦交流波形等。



用PWM波代替正弦半波

2、SPWM波形的生成方法

■ 计算法

◆ 根据逆变电路的**正弦波输出频率**、**幅值**和半个周期内的**脉冲数**，将PWM波形中各脉冲的**宽度**和**间隔**准确计算出来，按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断，就可以得到所需要的PWM波形，这种方法称之为计算法。

◆ 计算法是很繁琐的，当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时，结果都要变化。

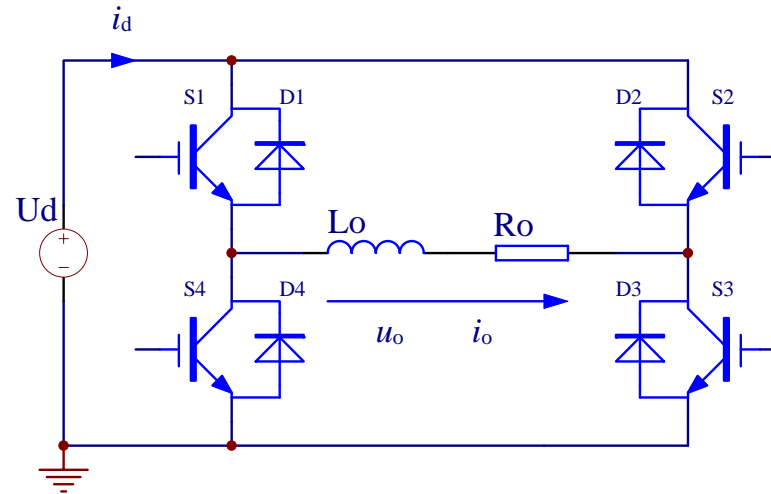
■ 调制法

◆ 把希望输出的波形作为**调制信号**，把接受调制的信号作为**载波**，通过信号波的调制得到所期望的PWM波形。

◆ 通常采用**等腰三角波**或**锯齿波**作为载波，其中等腰三角波应用最多。

4.4.2 双极性SPWM逆变电路

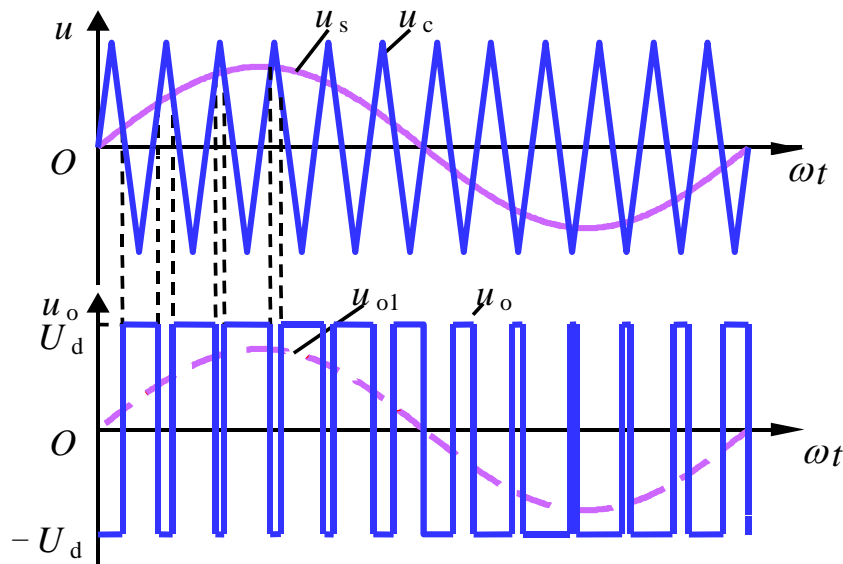
- **SPWM逆变调制技术【Sinusoidal Pulse Width Modulation】**，在逆变器控制中应用最为广泛。
- **生成方法**
 - 正弦波作为调制波
 - 三角波作为载波
- **调制方式可分为**
 - 单极性
 - 双极性



在调制信号 u_s (正弦波) 和载波信号 u_c (三角波) 的交点时刻控制各开关器件的通断。

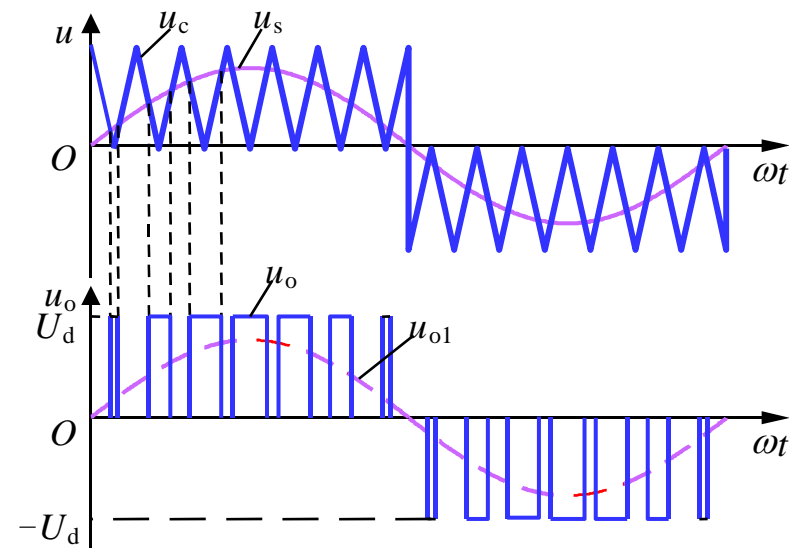
■ 双极性SPWM调制原理

- 在 u_s 的半个周期内，三角波载波有正有负，所得的PWM波也是有正有负，在 u_s 的一个周期内，输出的PWM波只有 $\pm U_d$ 两种电平。



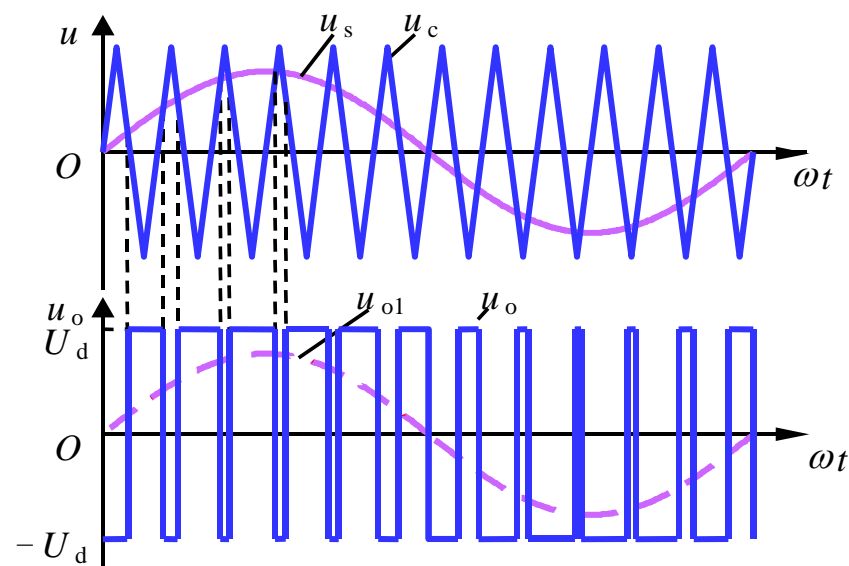
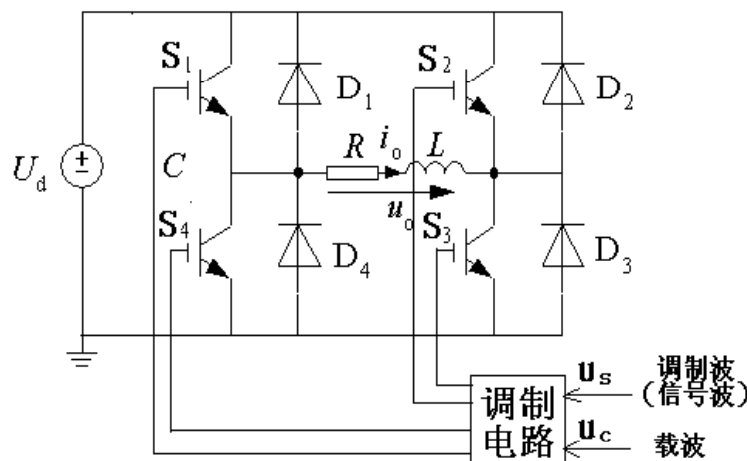
■ 单极性SPWM调制原理

- 载波 u_c 在 u_s 的正半周为正极性的三角波，输出PWM波有 U_d 和0两种电平，在 u_s 的负半周为负极性的三角波。输出PWM波有 $-U_d$ 和0两种电平，



1、双极性SPWM逆变原理

- 当 $u_s > u_c$ 时，1和3桥臂导通， S_2 和 S_4 关断，这时如 $i_o > 0$ ，则 S_1 和 S_3 通，如 $i_o < 0$ ，则 D_1 和 D_3 通，不管哪种情况都是 $u_o = U_d$ 。
- 当 $u_s < u_c$ 时，2和4桥臂导通， S_1 和 S_3 关断，这时如 $i_o < 0$ ，则 S_2 和 S_4 通，如 $i_o > 0$ ，则 D_2 和 D_4 通，不管哪种情况都是 $u_o = -U_d$ 。



2、数值分析

- SPWM调制波采用标准正弦波

$$u_s = U_{sm} \sin \omega t$$

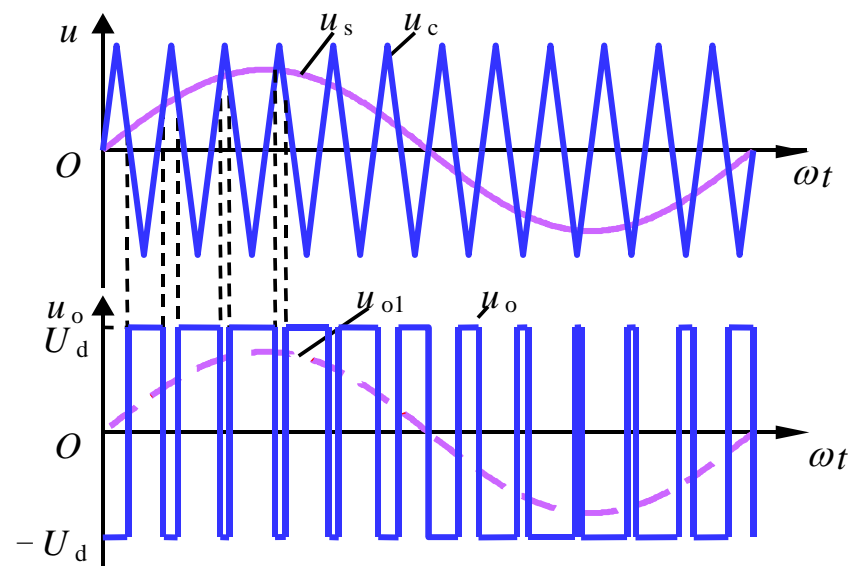
- SPWM高频载波一般采用三角波

- SPWM幅值调制比

$$m_a = \frac{U_{sm}}{U_{cm}}$$

- SPWM频率调制比

$$m_f = \frac{f_c}{f}$$



(1) 输出电压分析

- 假定**频率调制比为奇数**，则输出电压为半波对称的奇函数：

$$\begin{cases} u_o(t) = -u_o(-t) \\ u_o(t) = -u_o(t + 0.5T) \end{cases}$$

- 对其进行傅里叶展开

$$u_o = \sum_n B_n \sin n\omega t \quad (n = 1, 3, 5, \dots)$$

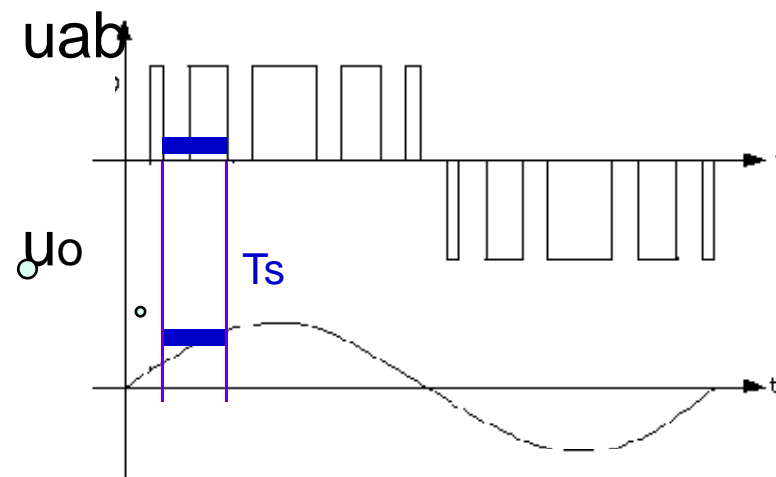
- 其中

$$\begin{aligned} B_n &= \frac{4U_d}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t \, d\omega t - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \sin n\omega t \, d\omega t \dots \int_{\frac{\alpha_{m_f-1}}{2}}^{\pi/2} \sin n\omega t \, d\omega t \right] \\ &= \frac{4U_d}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + \dots + 2\cos n\alpha_{\frac{m_f-1}{2}}) \end{aligned}$$

(2) 利用电压平均值模型计算输出基波电压值

SPWM逆变器为什么能够输出正弦波?!

- 根据面积等效原理，SPWM逆变器能够输出正弦波。
- 电压平均值模型
 - 完全适合于开关功率逆变器应用场合
 - 当 $f_c \gg f$ 时，可以认为SPWM输出电压的基波在一个载波周期内近似为恒定的，SPWM输出电压在一个开关周期内的平均值等于其基波电压的瞬时值



$$\overline{u_o} \approx u_{o1} \quad \left| \quad f_c \gg f \right.$$

电压平均值模型在SPWM中的应用以及自然采样法和规则采样法

■在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成SPWM波形的方法称为自然采样法。

■规则采样法

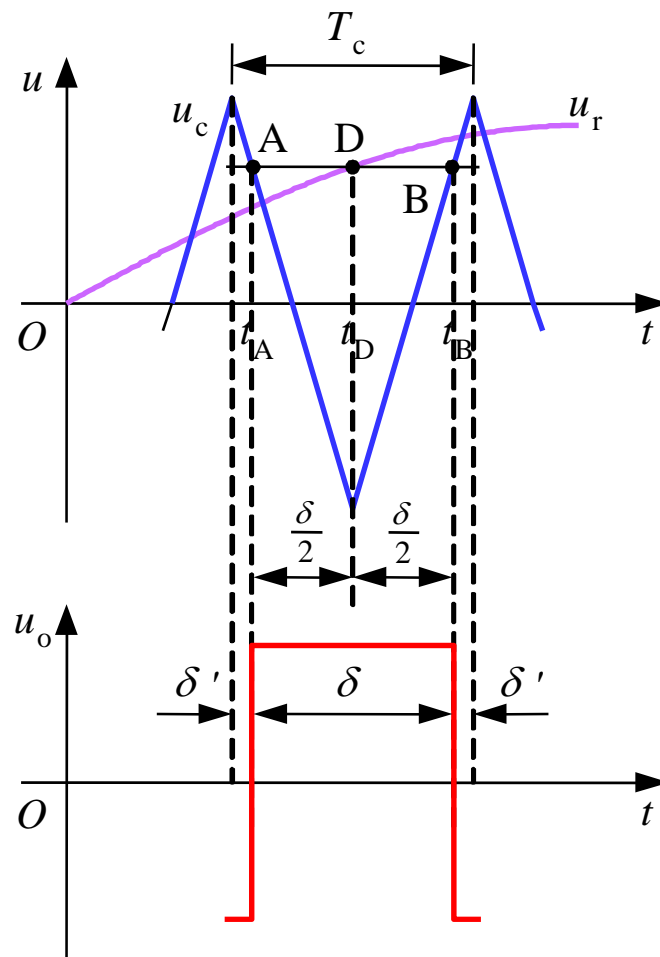
◆是一种应用较广的工程实用方法，其效果接近自然采样法，但计算量却比自然采样法小得多。

◆方法说明

✎取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ，使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点（即负峰点）为对称。

✎在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦信号波采样而得到D点，过D点作一水平直线和三角波分别交于A点和B点，在A点时刻 t_A 和B点时刻 t_B 控制功率开关器件的通断。

✎可以看出，用这种规则采样法得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。



规则采样法

$$\bar{u}_o = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_o dt = \frac{\tau(t) - [T_c - \tau(t)]}{T_c} U_d = [2D(t) - 1] U_d$$

$$D(t) = \frac{\tau(t)}{T_c} = \frac{u_s(t) + U_{cm}}{2U_{cm}} = \frac{1}{2} \left[\frac{u_s(t)}{U_{cm}} + 1 \right] \Big|_{u_s(t) < U_{cm}}$$

$$\bar{u}_o = \frac{u_s(t)}{U_{cm}} U_d = \frac{U_{sm}}{U_{cm}} U_d \sin \omega t$$

$$u_{o1} \approx \bar{u}_o = m_a U_d \sin \omega t = U_{o1m} \sin \omega t$$

直流电压利用率

$$A_v = \frac{U_{o1}}{U_d} = \frac{m_a}{\sqrt{2}} = 0.707 m_a$$

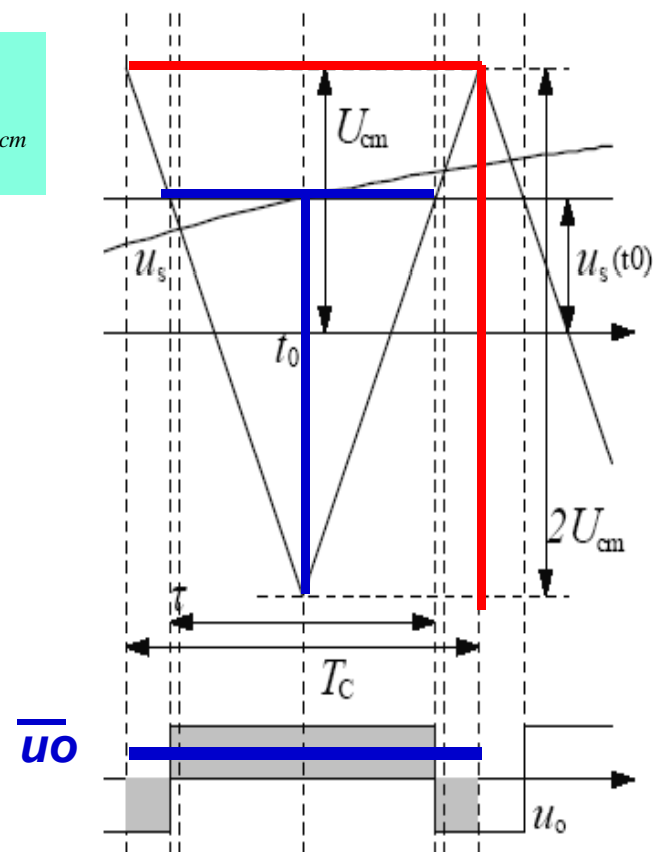
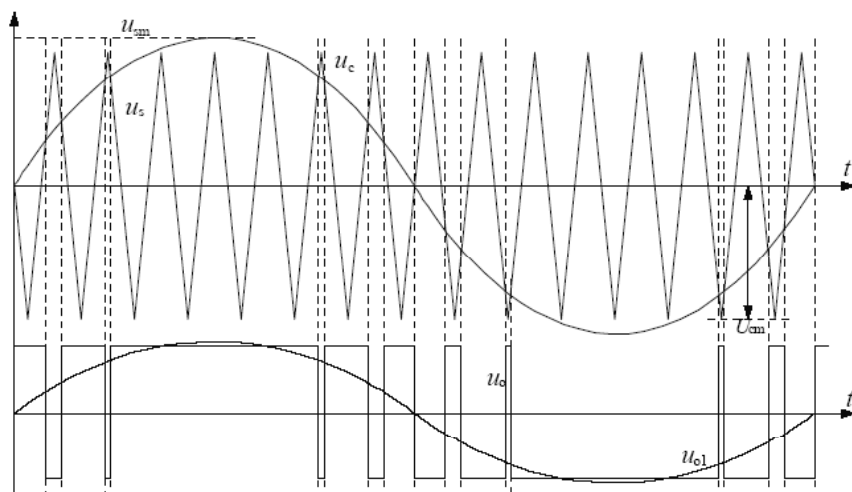


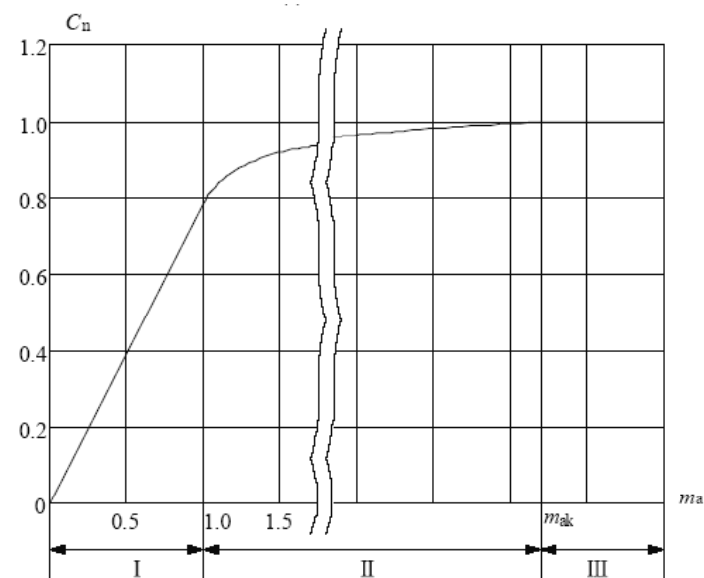
图 4.8 电压平均值模型在 SPWM 中的应用以及自然采样与规则采样

3、幅值调制比 m_a 对输出基波幅值的影响

- 过调制（ $m_a > 1$ ）能带来直流电压利用率的有限增加
 - m_a 的增长可以使输出电压的基频分量幅值进一步增长，但以方波逆变的情况为上限。
- 过调制将导致输出电压低次谐波大量出现
 - 与SPWM初衷是有一定矛盾的。



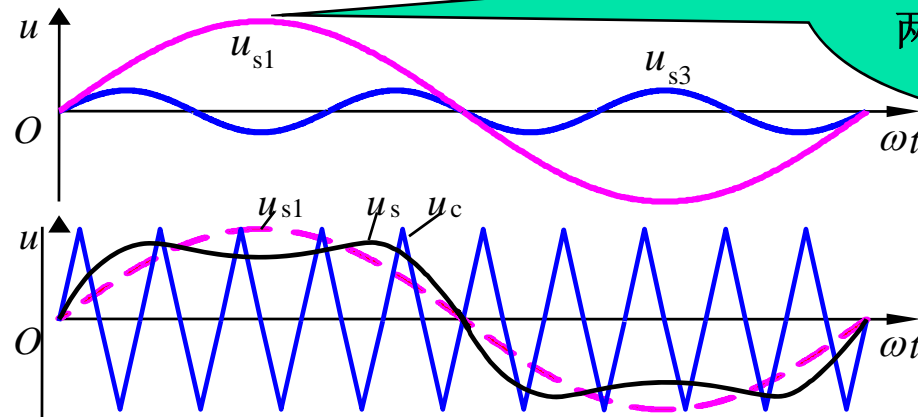
(a) 电路基本波形



(b) SPWM 调压特性 I：线性调制区，II：过调制区，III：方波工作区
图 4.9 过调制双极性 SPWM 示意图

4、提高直流电压利用率的方法——对调制波进行三次谐波注入

- 在基波峰值附近3次谐波极性反相，使基波幅值超过载波幅值，而调制波的幅度限制在载波幅值范围内，以达到避免过调制、同时增加电压基波幅值目的。
- 使输出电压基波幅值增加到正弦波线性调制的**1.15**倍，输出电压除3次谐波外无其余低次谐波成分。



基波 u_{s1} 正峰值附近恰为3次谐波 u_{s3} 的负半波，两者相互抵消。

5、双极性SPWM的特点及存在问题

- **直流电压利用率低**
 - 解决办法：过调制、谐波注入法、提高输入直流电压、输出端加升压变压器。
- **桥臂互补工作模式的可靠性问题**
 - 解决办法：开关管导通前加入一小段“死区时间”。
- **双极性SPWM性能优化**
 - 合理安排PWM开关角，采用软开关技术。

4.4.3 单极性SPWM控制方式

◆ 调制信号 u_s 为正弦波，载波 u_c 在 u_s 的正半周为**正极性**的三角波，在 u_s 的负半周为**负极性**的三角波。

◆ 在 u_s 的正半周， S_1 保持通态， S_4 保持断态。

√ 当 $u_s > u_c$ 时使 S_3 导通， S_2 关断，

$$u_o = U_d。$$

√ 当 $u_s < u_c$ 时使 S_3 关断， S_2 导通，

$$u_o = 0。$$

◆ 在 u_s 的负半周， S_1 保持断态， S_4 保持通态。

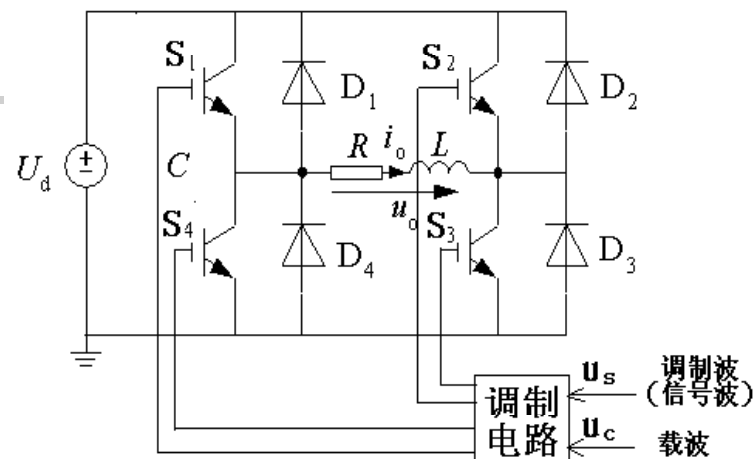
√ 当 $u_s < u_c$ 时使 S_2 导通， S_3 关断，

$$u_o = -U_d。$$

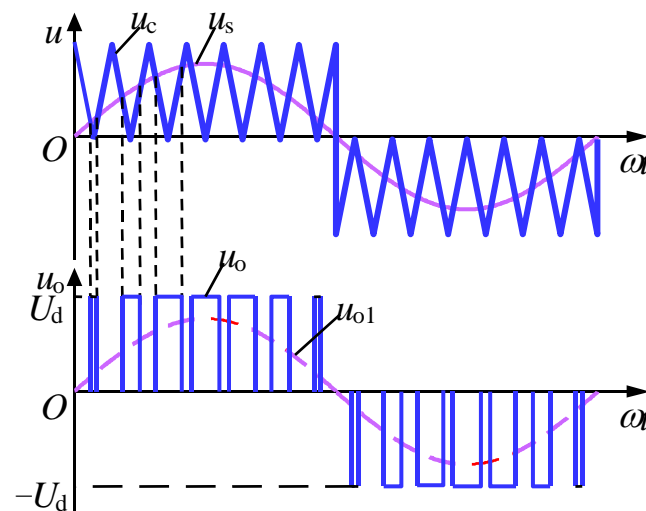
√ 当 $u_s > u_c$ 时使 S_2 关断， S_3 导通，

$$u_o = 0。$$

◆ 单极性SPWM逆变输出的调制电压波形共有三个电平，**0**， **U_d** ， **$-U_d$**



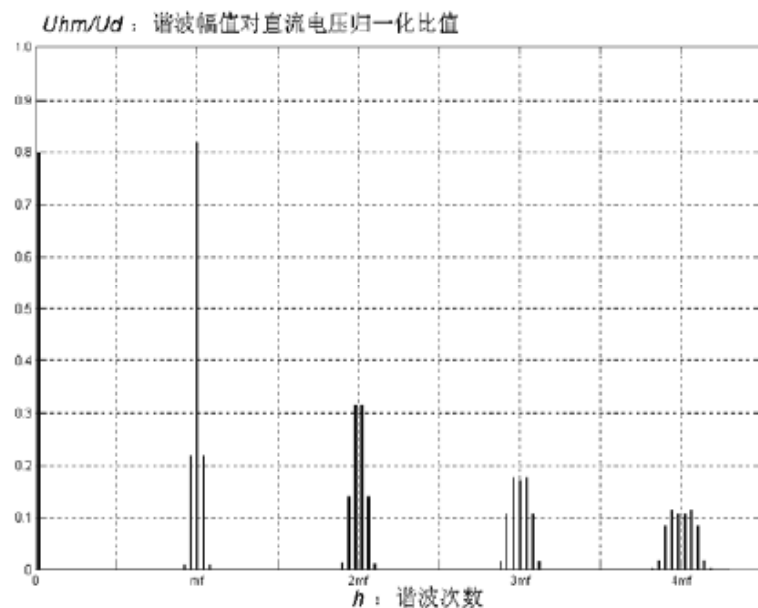
单相桥式PWM逆变电路



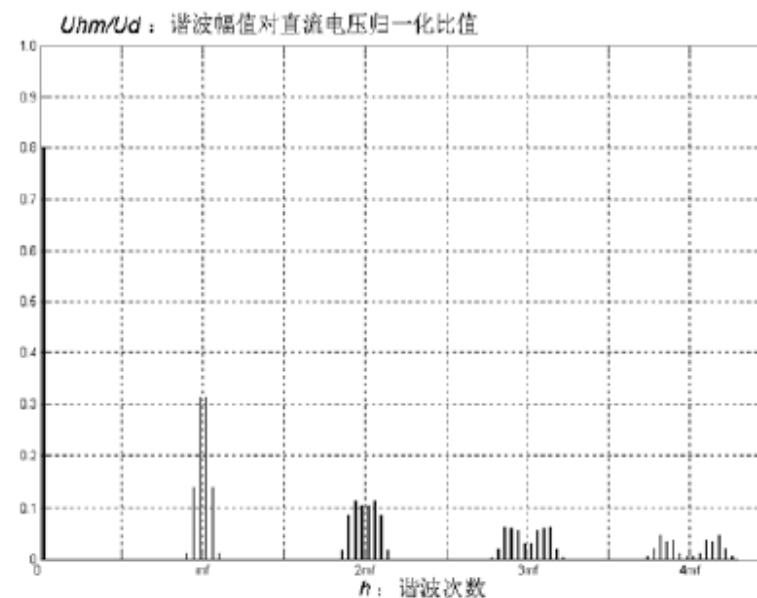
单极性PWM控制方式波形

双极性和单极性SPWM输出电压频谱

- 基波成分：与调制波同频率。
- 边频带谐波：以 m_f 的整数倍次谐波为中心，附近渐次衰减的上下边频带谐波。
- 中心谐波：谐波次数为 m_f 的整数倍次谐波。



(a) $m_a = 0.8$, $m_f \gg 1$ 时单相双极性SPWM逆变输出电压的频谱图



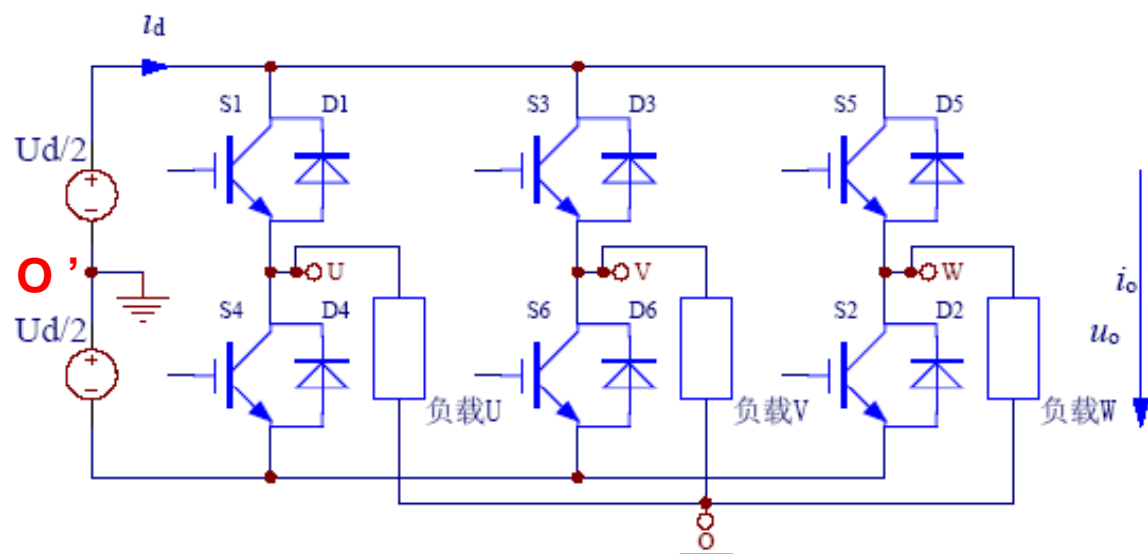
(a) $m_a = 0.8$, $m_f \gg 1$ 时单极性SPWM逆变输出电压的频谱图

4.5 三相方波逆变电路

1、三相半桥逆变器主电路结构：由三个单相半桥逆变器共用一个直流电源构成。

2、分析假定

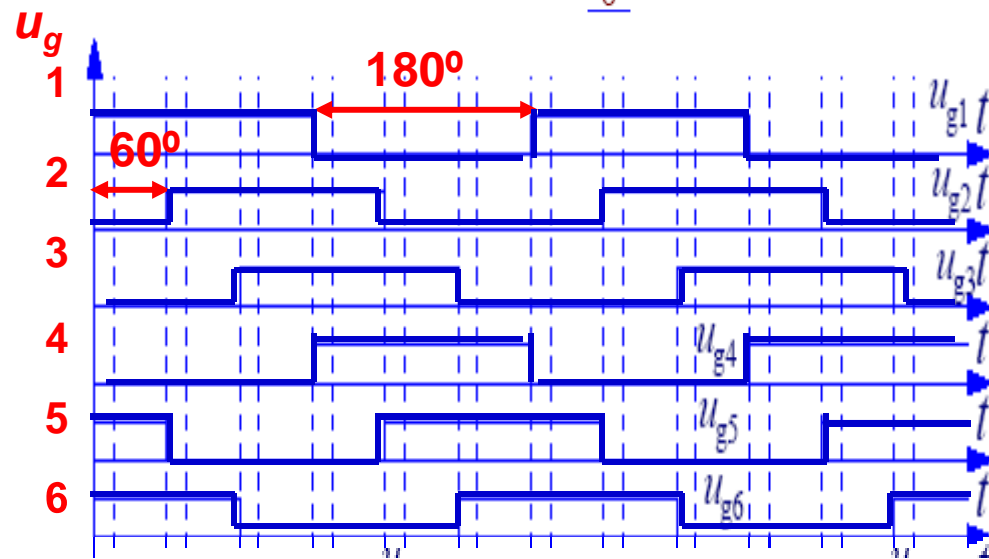
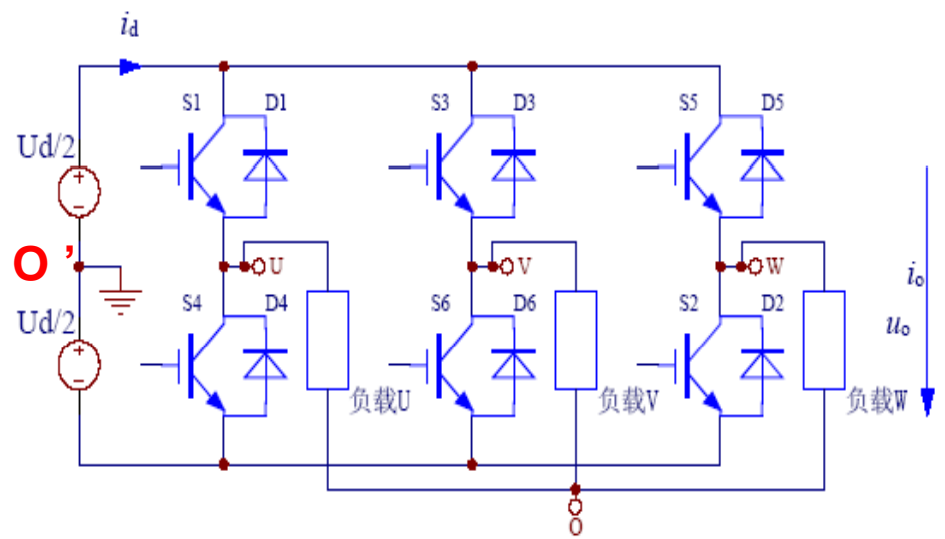
- 理想电路特性，假定负载为星形连接、三相对称，
- 以直流电位中点O'为电压参考点。



三相半桥逆变主电路结构

3、开关管驱动信号时序

- 各桥臂上下开关管驱动脉冲相位互补、为0.5占空比方波，开关管S1~S6的开通时序依次相差60°。



4、电路工作模式分析

- 按照上述门极驱动时序，三相半桥电路任一时刻都**有且只有三个器件导通**，分别是两个上管一个下管导通，或者一个上管两个下管导通。
- 根据不同的**控制模式**和**负载特性**电路共有四种工作状态：①三个主开关载流，②两个主开关和一个续流二极管载流，③一个主开关和两个续流二极管载流，④【三个续流二极管载流】。
- 三相方波逆变电路中只可能出现**前三种**工作状态。

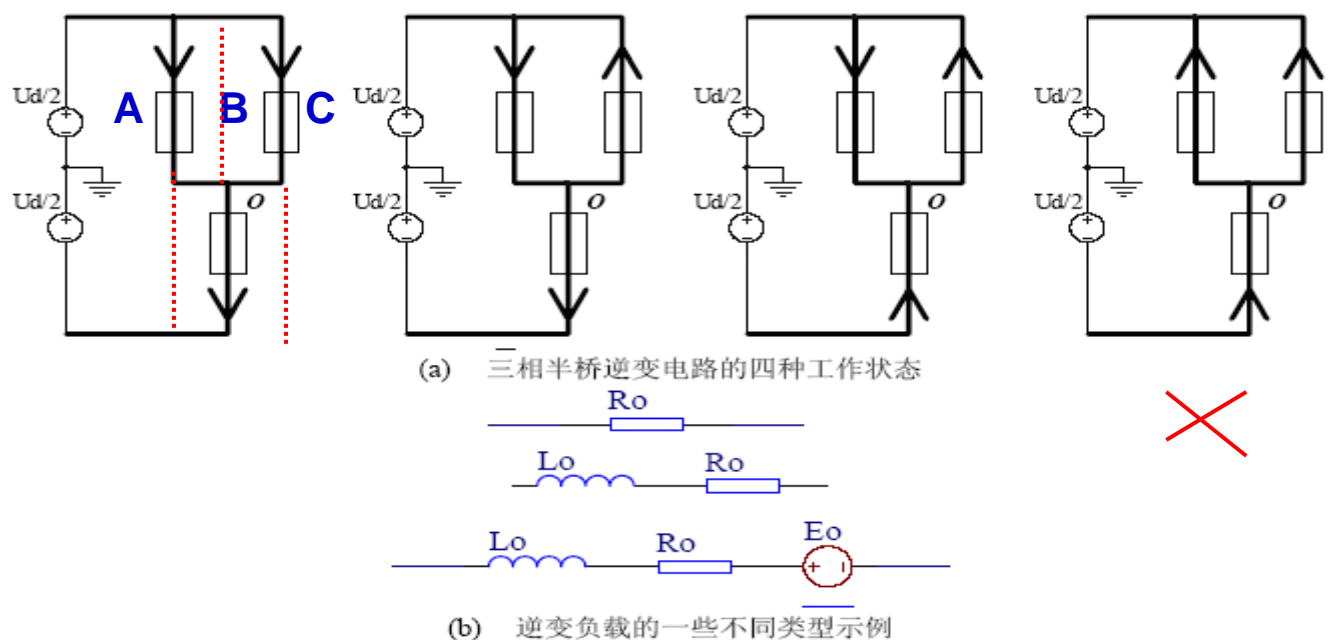


图 4.15 三相逆变电路的不同工作状态和负载情况

5、波形分析

- 负载各相到电源中点O'的电压：U相，1通， $u_{UO'} = U_d/2$ ，4通， $u_{UO'} = -U_d/2$ 。
- 负载线电压 (四阶梯波)

$$u_{UV} = u_{UO'} - u_{VO'}$$

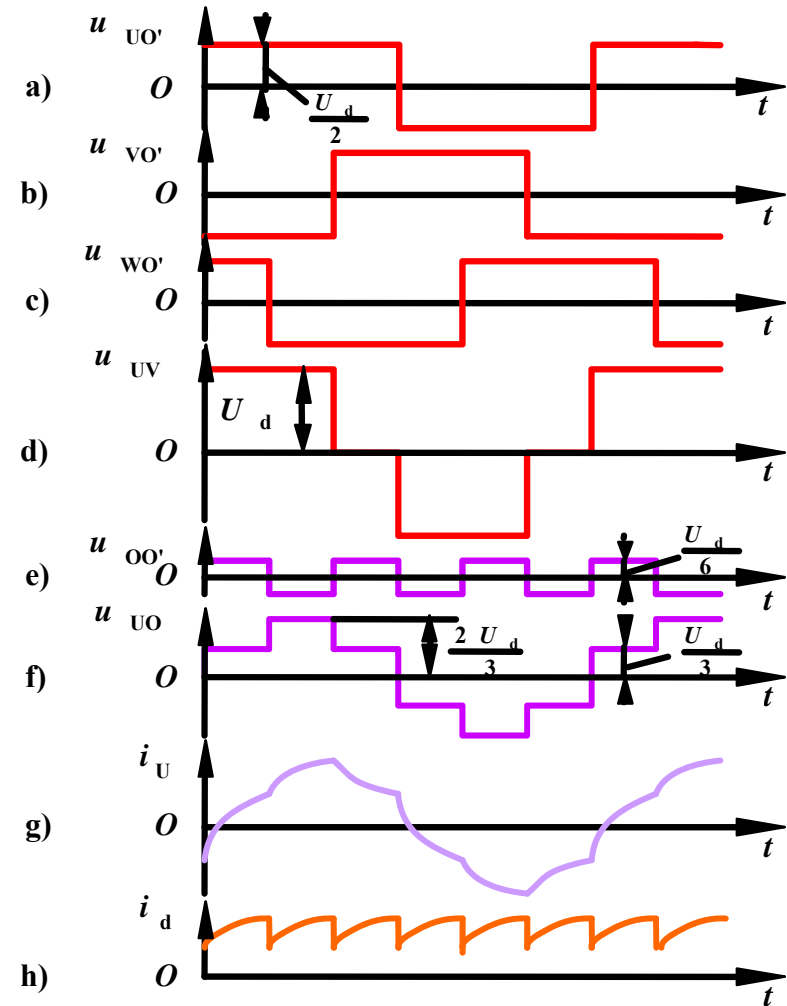
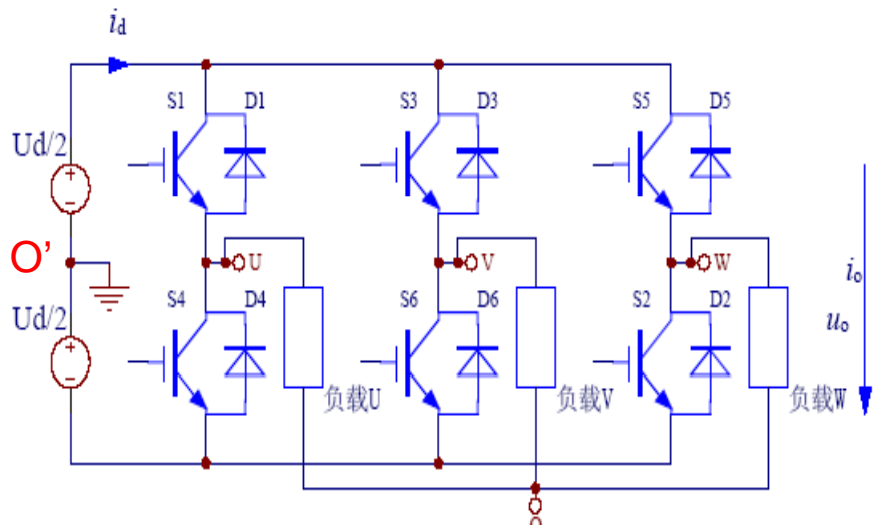
$$u_{VW} = u_{VO'} - u_{WO'}$$

$$u_{WU} = u_{WO'} - u_{UO'}$$
- 负载相电压 (六阶梯波)

$$u_{UO} = u_{UO'} - u_{OO'}$$

$$u_{VO} = u_{VO'} - u_{OO'}$$

$$u_{WO} = u_{WO'} - u_{OO'}$$



电压型三相桥式逆变电路的工作波形

- **负载中点和电源中点间电压**

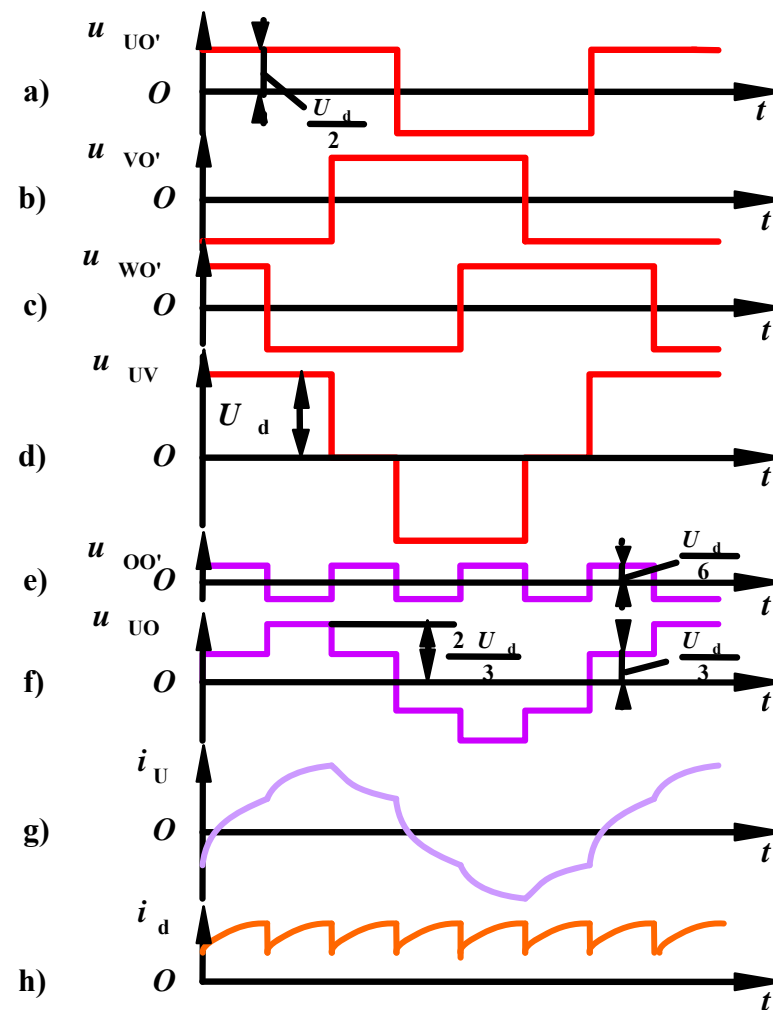
$$u_{OO'} = \frac{1}{3}(u_{UO'} + u_{VO'} + u_{WO'})$$

- $$-\frac{1}{3}(u_{UO} + u_{VO} + u_{WO})$$

- **负载三相对称时有**
 $u_{UO} + u_{VO} + u_{WO} = 0$ ，于是

$$u_{OO'} = \frac{1}{3}(u_{UO'} + u_{VO'} + u_{WO'})$$

- **逆变电路输出端电流实际上**
可视为输出阶梯波电压分别
作用于各相负载所形成，因
此电流波形自然与负载性质
有关。负载已知时，可由
 u_{UO} 波形求出 i_U 波形。



电压型三相桥式逆变电路的工作波形

- 输出相电压为六阶梯波，输出线电压为四阶梯波，将它们用傅里叶展开

$$u_{UO} = \frac{2U_d}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots)$$

$$u_{UV} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d [\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{5} \sin 5(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{7} \sin 7(\omega t + \frac{\pi}{6}) \dots]$$

- 输出电压基波峰值

$$U_{UO1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.63U_d$$

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d = 1.1U_d$$

- 输出电压基波有效值

$$U_{UO1} = \frac{U_{UO1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.451U_d$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}U_d}{\pi} = 0.78U_d$$

- 输出电压有效值

$$U_{UO} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UO}^2 d\omega t} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d = 0.471U_d$$

$$U_{UV} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UV}^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d = 0.816U_d$$

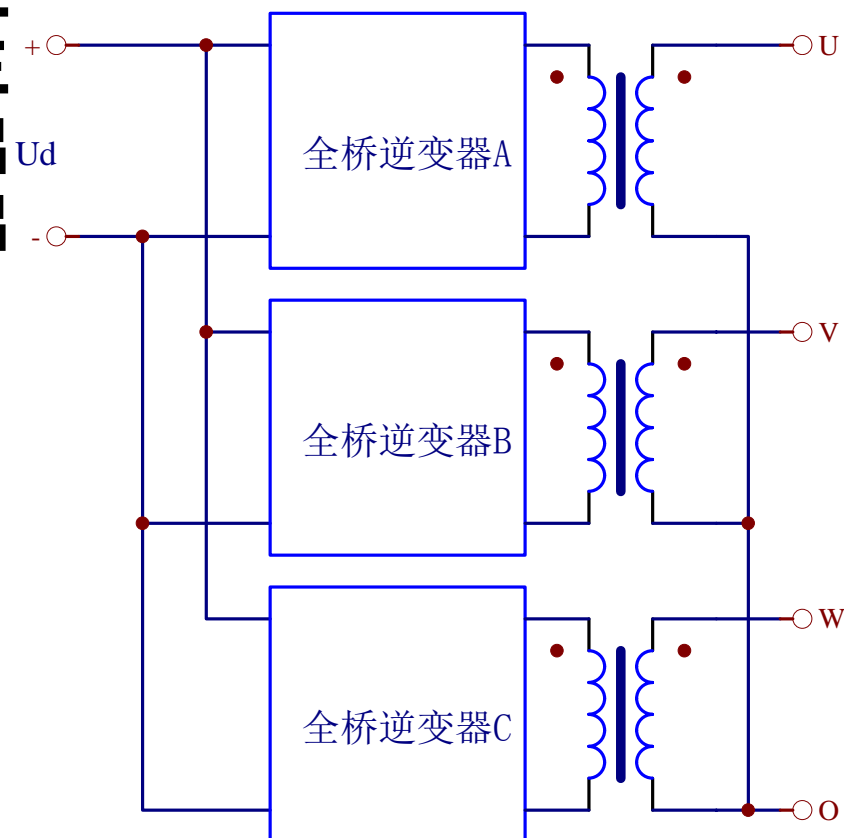
6、三相方波逆变电路特点

与单相方波逆变的特点类似

- 输出电压谐波、尤其低次谐波成分丰富。低次谐波为5、7、11次。
- 输出电压不可调
- 直流电压利用率不高
 - 直流电压利用率定义为输出线电压基波有效值与直流母线电压之比：
- $AV = 0.78$

7、三相全桥方波逆变电路

- **三相全桥逆变电路**是用三个变压器将共用母线的三个单相全桥逆变电路输出加以组合而获得三相输出的结构。



三相全桥逆变器电路

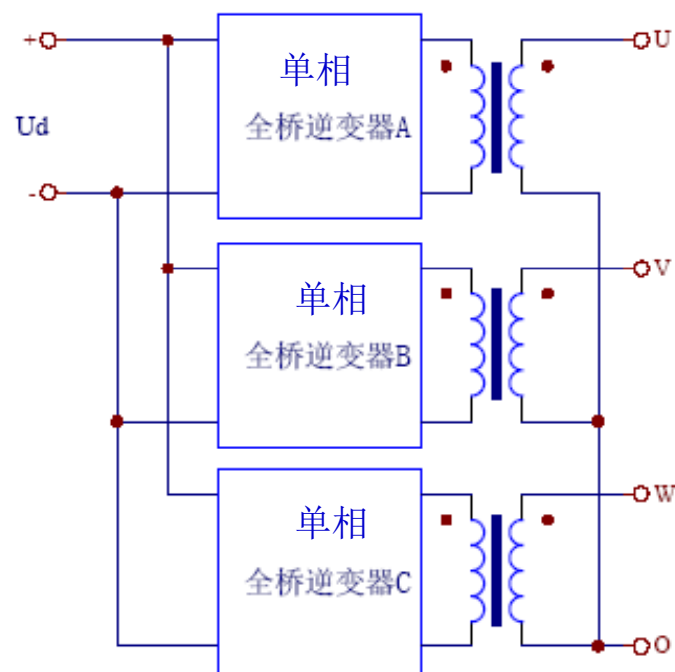
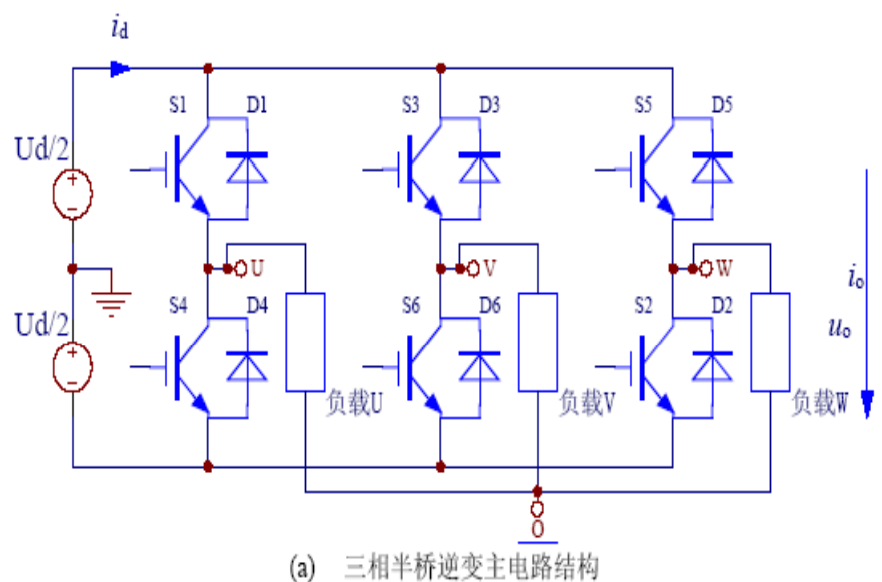
三相全桥方波逆变电路特点

- **优点：**
 - 利用全桥移相调压的功能实现输出连续调压
 - 实现分相电压独立控制，利于三相不平衡负载的应用
 - 电压利用率高。
- **缺点：**
 - 功率主电路复杂、成本高。

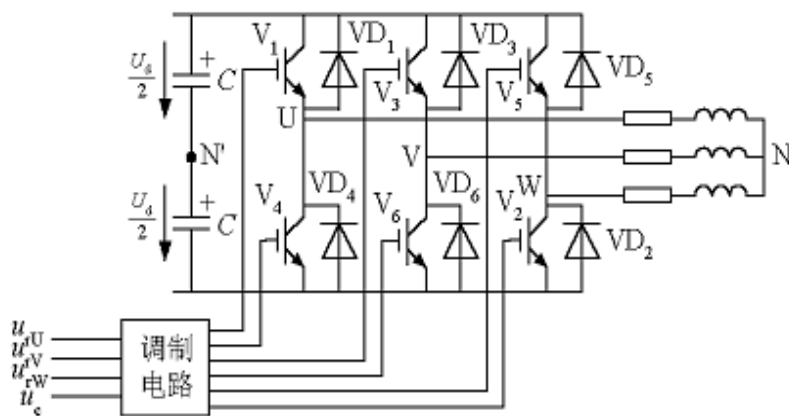
4.6 三相SPWM逆变电路

1、逆变主电路

- 三相SPWM逆变电路实际上由三套共用直流母线的单相SPWM逆变电路组合而构成，故分为**半桥**和**全桥**两大类三相逆变器。



2、电路工作情况分析

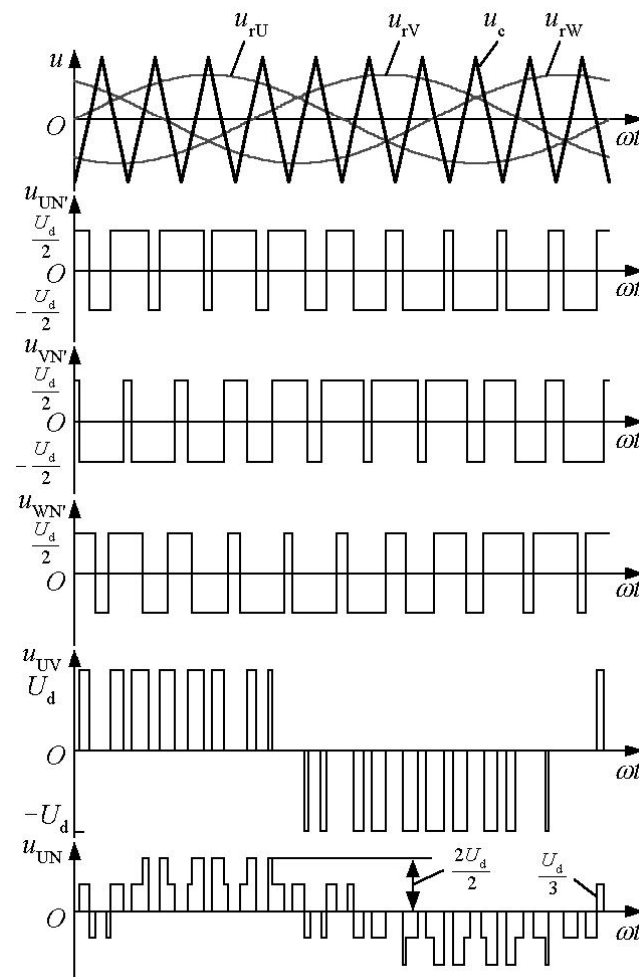


- ◆采用双极性控制方式。
- ◆U、V和W三相的PWM控制通常公用一个三角波载波 u_c ，三相的调制信号 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 依次相差 120° 。

$$u_{su} = U_{sm} \sin \omega t,$$

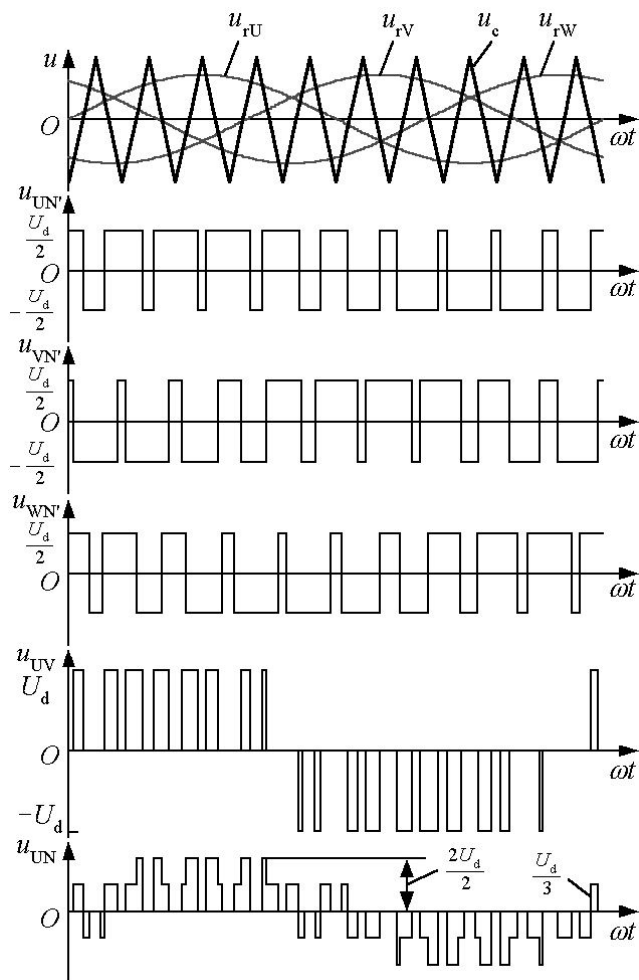
$$u_{sv} = U_{sm} \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi)$$

$$u_{sw} = U_{sm} \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

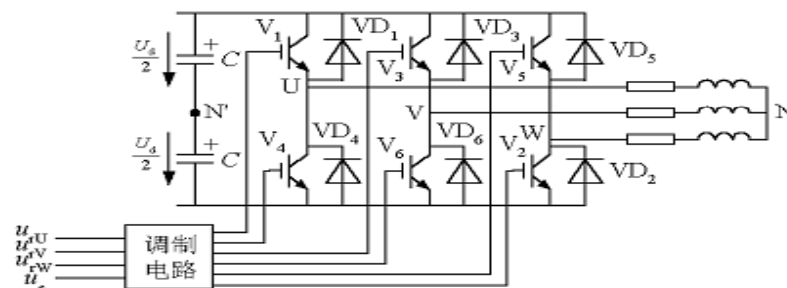


三相桥式PWM逆变电路波形

-
- **三相半桥SPWM逆变：**三套共用直流母线的单相半桥SPWM逆变电路组合而构成的，它们各自采用互差120度的调制波和同一载波比较后产生开关管控制极脉冲信号、控制输出电压。
 - 任意时刻**有且只有3个**功率开关导通载流；以输入直流母线电位中点O'为参考地，每桥臂输出电压形状与单相半桥一致。
 - 在感性负载（负载功率因数角小于60度）条件下，在SPWM电路中以第一、第二和第五种模式交替工作；**【第五种模式】：三上管载流或三下管载流工作模式**



三相桥式PWM逆变电路波形



三相桥式PWM型逆变电路

➡ 输出线电压PWM波由 $\pm U_d$ 和 0 三种电平构成。

✓ 当臂1和6导通时, $u_{UV} = U_d$ 。

✓ 当臂3和4导通时, $u_{UV} = -U_d$ 。

✓ 当臂1和3或臂4和6导通时, $u_{UV} = 0$ 。

➡ 负载相电压 u_{UN} 可由下式求得

$$u_{UN} = u_{UN'} - \frac{u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}}{3}$$

负载相电压的PWM波由 $(\pm 2/3)U_d$ 、 $(\pm 1/3)U_d$ 和 0 共5种电平组成。

◆ 三相半桥SPWM逆变比方波逆变多出两种电路状态, 分别是三上管载流和三下管载流, 将输入与输出端断开。

◆ 为了防止上下两个臂直通而造成短路, 在上下两臂通断切换时要留一小段上下臂都施加关断信号的死区时间。

■ 频率调制比的选择：

利用三相系统**3**整数倍次谐波相抵消机制，**选择频率调制比 m_f 为3整数倍**，各相电压 m_f 次谐波间的相位差为零(或360度整数倍)，线电压中无 m_f 次谐波，有利于提高输出电压的正弦度和减少输出电压的THD值。

■ 输出电压分析 ($m_a \leq 1$)：

由于**三相负载中点至母线中点之间电压基波为零**，

- **相电压基波有效值和幅值分别为：**

$$U_{ph1} = \frac{m_a}{\sqrt{2}} \frac{U_d}{2} = 0.354m_a U_d, \quad U_{ph1m} = m_a \frac{U_d}{2} = 0.5m_a U_d$$

- **线电压基波有效值和幅值分别为：**

$$U_{LL1} = \sqrt{3}U_{ph1} = 0.612m_a U_d, \quad U_{LL1m} = \sqrt{3}U_{ph1m} = 0.866m_a U_d$$

三相半桥SPWM逆变电路

■ 特点及存在问题：

- 输出电压谐波指标较方波逆变大为改善，最低次谐波接近开关频率，输出滤波器尺寸大为降低；
- 输出电压可调；
- 输出抗三相不对称负载能力差，可以利用母线中点形成三相四线输出。
- 直流电压利用率较低，

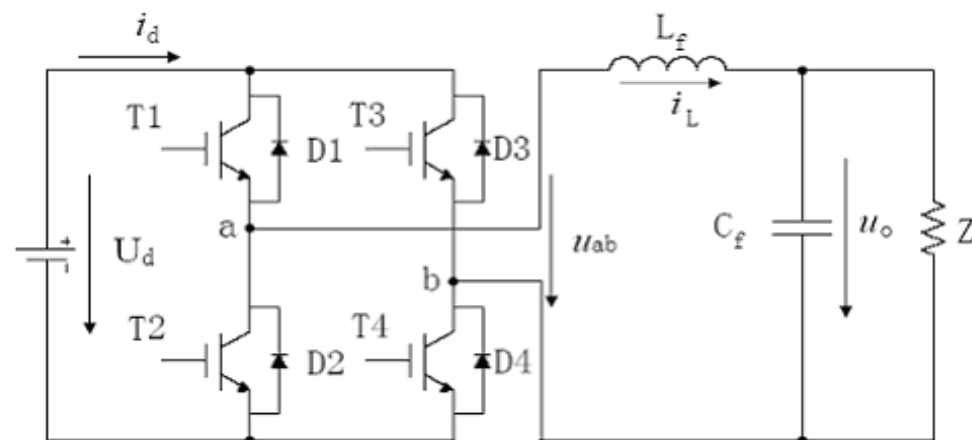
■ 改善方法：

- 过调制、3次谐波（零序分量）注入、输出变压器匹配等。

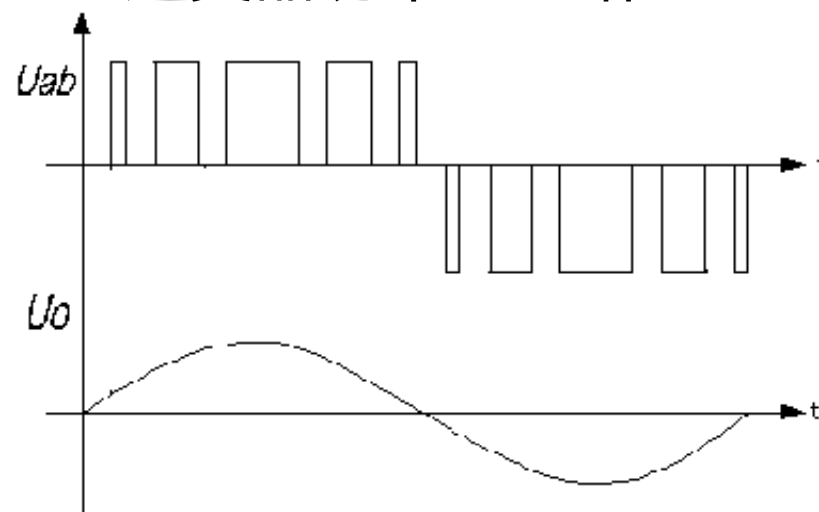
4.7 逆变器PWM技术的优化

- **PWM技术优化目的**：提高逆变器输出性能。
- **逆变器输出性能**：输出谐波含量，动态响应速度，直流电压利用率，输出电压稳态精度等。
- **提高频率调制比 m_f** ：
 - 是改善逆变输出谐波指标的**根本途径**，但同时会带来瞬态损耗增加、寄生参数影响加重、电磁兼容情况恶化等不良效应。
- **正确的选择**：
 - 在一定的器件开关频率下使输出谐波指标最优化或者在一定的输出谐波指标下使等效器件开关频率最低。
- **全桥倍频SPWM技术，选择性消谐波PWM技术等**都是优化的PWM技术

4.8 单相全桥SPWM逆变器输出滤波器的设计



逆变器功率主电路

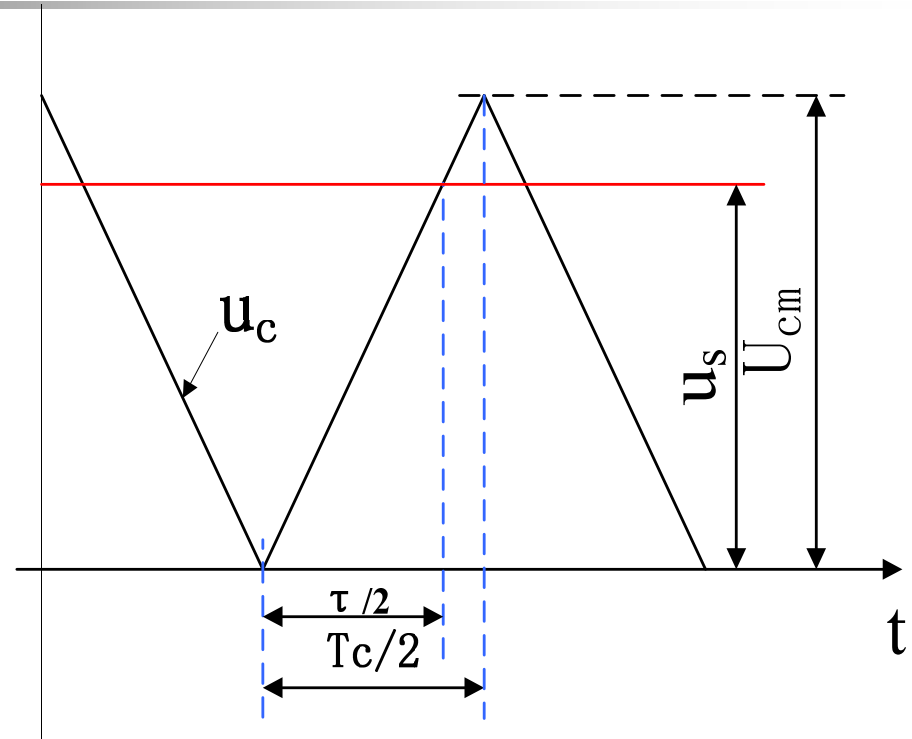


单极性SPWM调制逆变器

单极性电压平均值模型

$$\bar{u}_{ab} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_{ab} dt = D(t) U_d$$

$$D(t) = \frac{\tau(t)}{T_c} = \frac{u_s(t)}{U_{cm}}$$



单极性SPWM自然采样

$$u_{ab1} \approx \bar{u}_{ab} = \frac{U_d}{U_{cm}} U_{sm} \sin \omega t = m_a U_d \sin \omega t$$

$$A_v = \frac{U_{ab1}}{U_d} = \frac{m}{\sqrt{2}} = 0.707 m_a$$

- 由于输出电压波形是单极性SPWM脉冲，其占空比关系：

$$D(t) = d = \frac{u_{ab1}}{U_d} \approx \frac{u_o}{U_d}$$

- 滤波电感电流纹波为

$$\Delta i_L = \frac{U_d - u_o}{L} \cdot \frac{d}{f_c} = \frac{(U_d - u_o)u_o}{LU_d f_c}$$

当 $u_o = U_d / 2$ 时，电感电流纹波最大，即

$$\Delta i_{L_{\max}} = \frac{U_d}{4 \cdot L \cdot f_c}$$

一般取电感电流最大纹波值为逆变器满功率输出时正弦电流峰值的10% ~ 20%，取：

$$\Delta i_{L\max} = 15\% \times \sqrt{2} \times \frac{P_{o\max}}{U_o}$$

➤ 得到滤波电感量：

$$L \geq \frac{U_d}{4 \cdot \Delta i_{L\max} \cdot f_c}$$

➤ **输出滤波电容的作用：**

与滤波电感一起构成一个低通滤波器，滤除输出电压中的高次谐波，保证输出电压波形质量。

➤ **LC滤波器截止频率的确定：**

由于SPWM单极性调制方式下，输出谐波频率主要分布在以开关频率 k 倍（ $k = 1, 2, 3, \dots$ ）为中心的边频带；同时，为**避免衰减输出基波分量**，滤波器的**转折频率**应远大于输出基波频率（见教材图4.32）；综合考虑后，取滤波器**转折频率**为逆变器开关频率的**1/10**倍。

➤ 根据LC截止频率确定滤波电容C的容值:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{f_s}{10} = \frac{f_c}{10}, C \geq \frac{100}{f_c^2 \times 4\pi^2 \times L}$$

工程上：器件的非理想特性、基准正弦波失真、H桥控制死区

结 果：实际输出波形中必定包含有一些更低次的谐波。

选 择：C越大，Vout的THD值越小；但无功电流增大、功率开关管电流应力增大，从而使逆变器产生的无功功率与损耗增大，最后导致逆变器效率降低；因此，滤波电容又不宜太大。

为了抑制上述非线性因素造成的低次谐波，最终根据实验结果来选取合理的滤波电容值，一般取理论值的**5 ~ 7倍**左右。

4.9 逆变器控制系统的设计

- 按**反馈类型**来分，逆变器的控制系统可以分为电压型和电流型两种
- 按**控制策略**来分，则有PID控制、无差拍控制、重复控制和模糊控制等。

1、逆变器开环模型

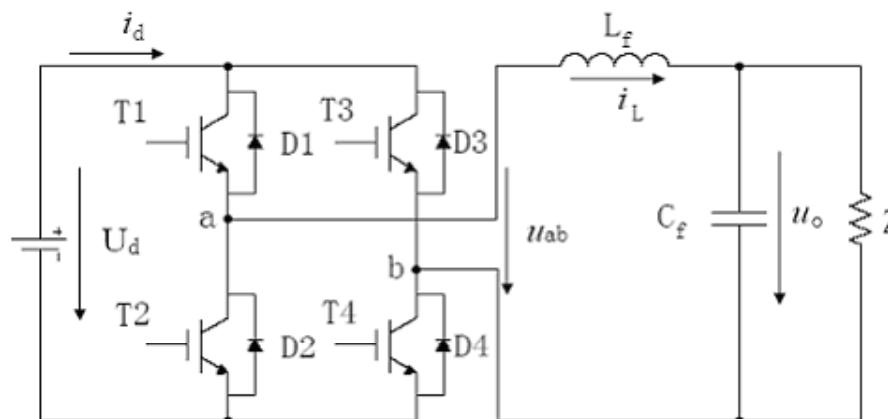
- SPWM逆变器主电路对调制波来说，是一个开关式的功率放大器，逆变器主电路的传递函数：

$$W_{inv}(s) = \frac{u_{ab1}(s)}{u_s(s)} = \frac{U_d}{U_{cm}} = k_m$$

- 在桥式逆变器和负载之间接有一个LC滤波器，负载输出电压对桥臂间输出电压基波的传递函数：

$$W_{filter}(s) = \frac{u_o(s)}{u_{ab1}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + \frac{L_f}{R_o} s + 1}$$

R_o 为负载。



-
- 由此得到SPWM全桥逆变电路的电压传递函数：

$$G(s) = \frac{u_o(s)}{u_s(s)} = \frac{u_o(s)}{u_{ab1}(s)} \cdot \frac{u_{ab1}(s)}{u_s(s)} = \frac{k_m}{L_f C_f s^2 + \frac{L_f}{R_o} s + 1}$$

- 开环状态下的逆变器是一个典型的二阶阻尼振荡环节，系统的动态性能完全由滤波器和负载的特性决定。要改善逆变器的性能，就必须添加控制环节，对系统进行零、极点补偿。

2、SPWM的反馈控制

- 把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反馈信号，通过**两者的差值比较**来决定逆变电路各功率开关器件的通断，使实际的输出跟踪指令信号变化。
- 几种控制方式：
 - 单电压环SPWM反馈控制模式
 - 电流闭环反馈控制
 - 电压电流双闭环反馈控制

1) 单电压环SPWM反馈控制模式

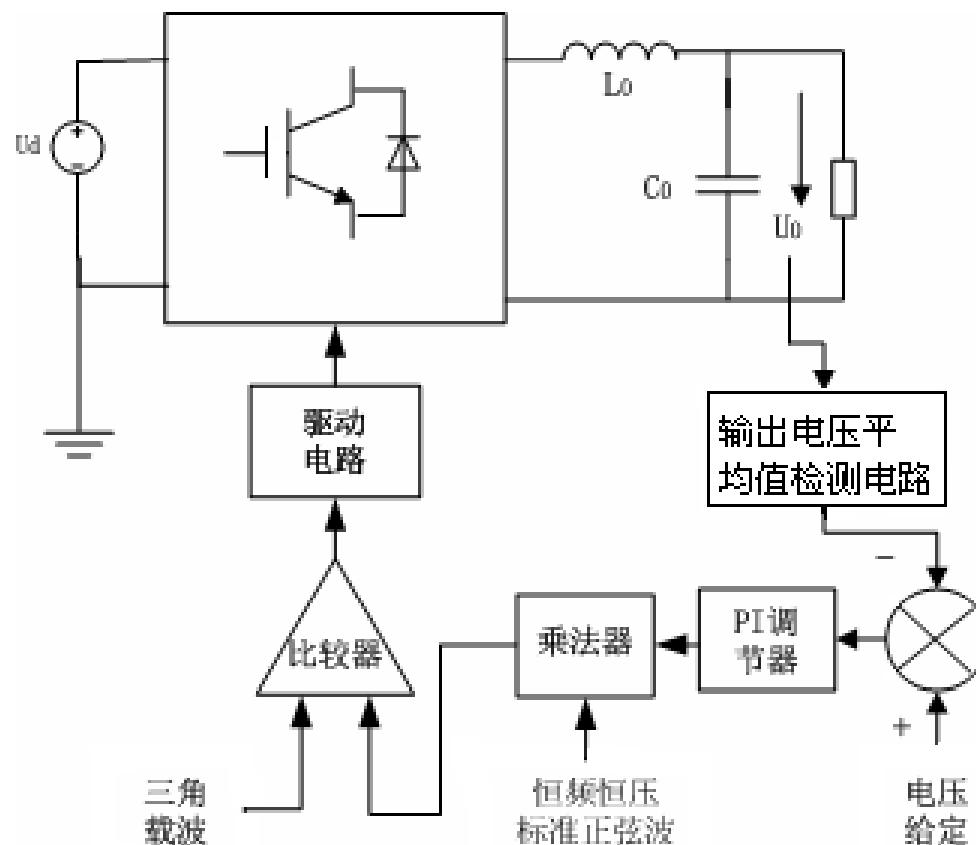
电压平均值反馈控制

- 控制对象

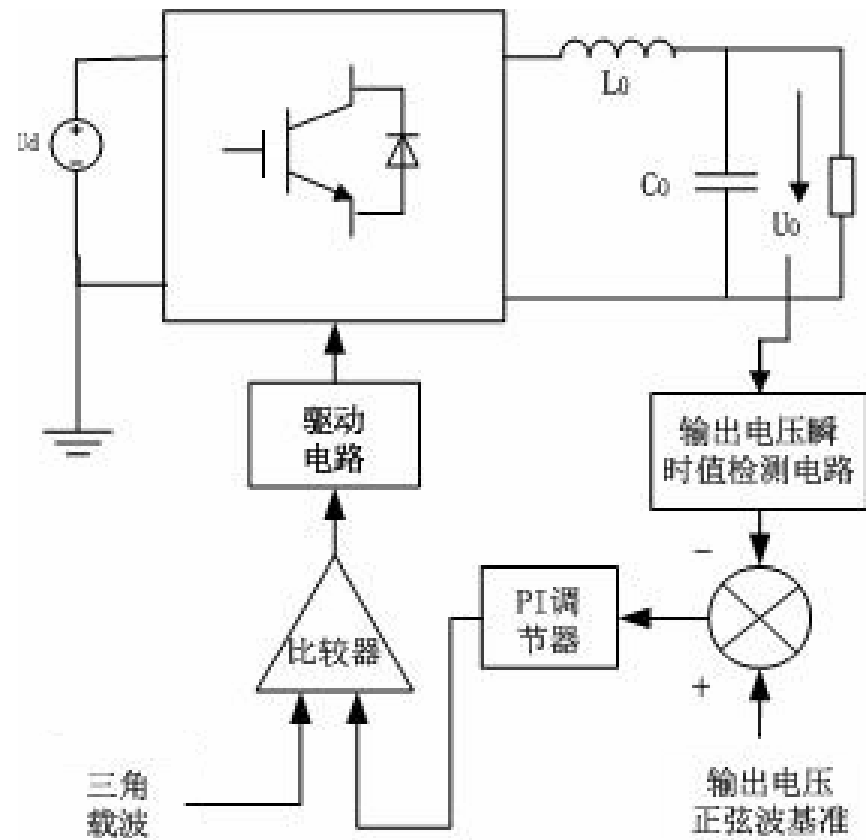
- 输出电压的有效值

- 特点：

- 对电压输出波形不敏感
 - 动态性能比较差



- **电压瞬时值反馈控制**
 - 输出电压随动控制系统，输出电压能跟踪给定信号

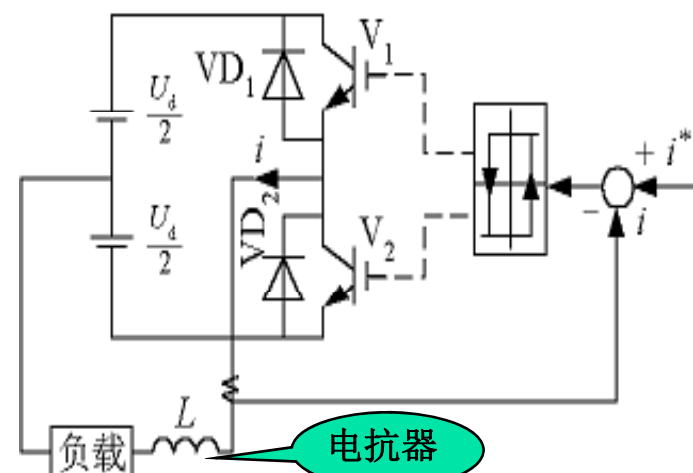


2) 电流闭环反馈控制

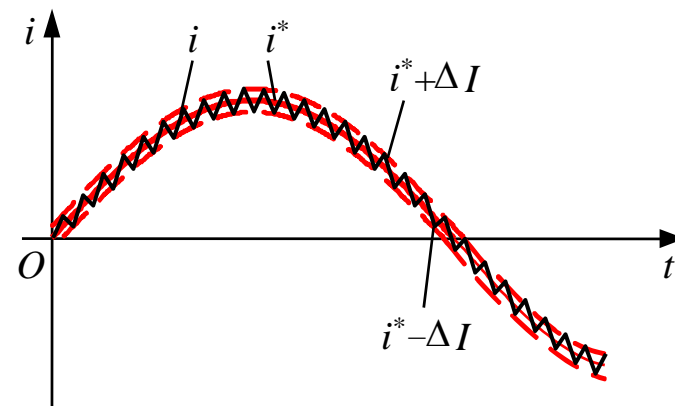
◆ 电流跟踪控制应用最多。

◆ PWM 电流跟踪控制单相半桥式逆变电路

👉 把指令电流 i^* 和实际输出电流 i 的偏差 $i^* - i$ 作为带有滞环特性的比较器的输入，通过其输出来控制功率器件 V_1 和 V_2 的通断。



滞环比较方式电流跟踪控制举例



滞环比较方式的指令电流和输出电流

👉控制规律

✓当 V_1 (或 VD_1) 导通时, i 增大。

✓当 V_2 (或 VD_2) 导通时, i 减小。

✓通过环宽为 $2\Delta I$ 的滞环比较器的控制, 就在 $i^* + \Delta I$ 和 $i^* - \Delta I$ 的范围内, 呈锯齿状地跟踪指令电流 i^* 。

👉环宽过宽时, 开关频率低, 跟踪误差大; 环宽过窄时, 跟踪误差小, 但开关频率过高, 开关损耗增大。

👉 L 大时, i 的变化率小, 跟踪慢; L 小时, i 的变化率大, 开关频率过高。

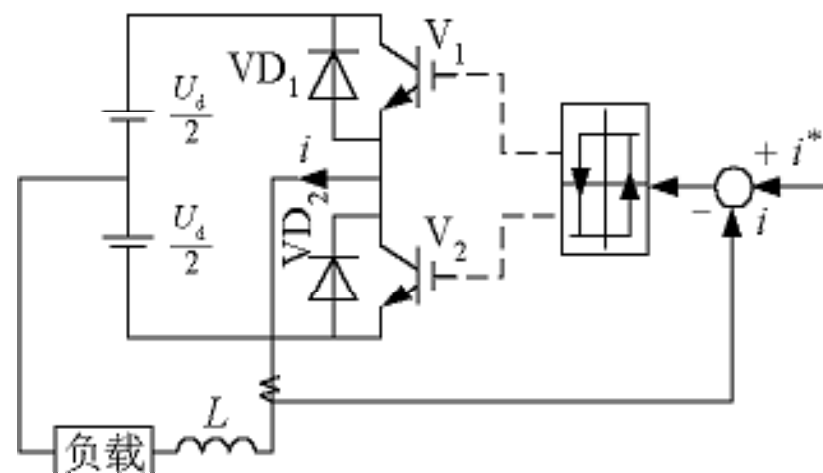


图7-24 滞环比较方式电流跟踪控制举例

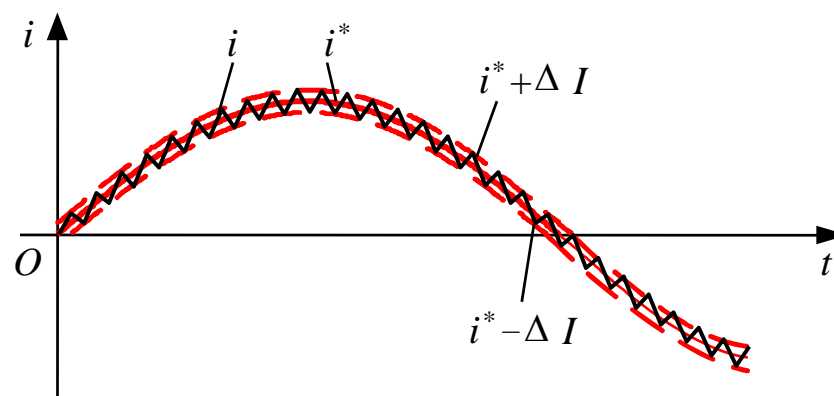
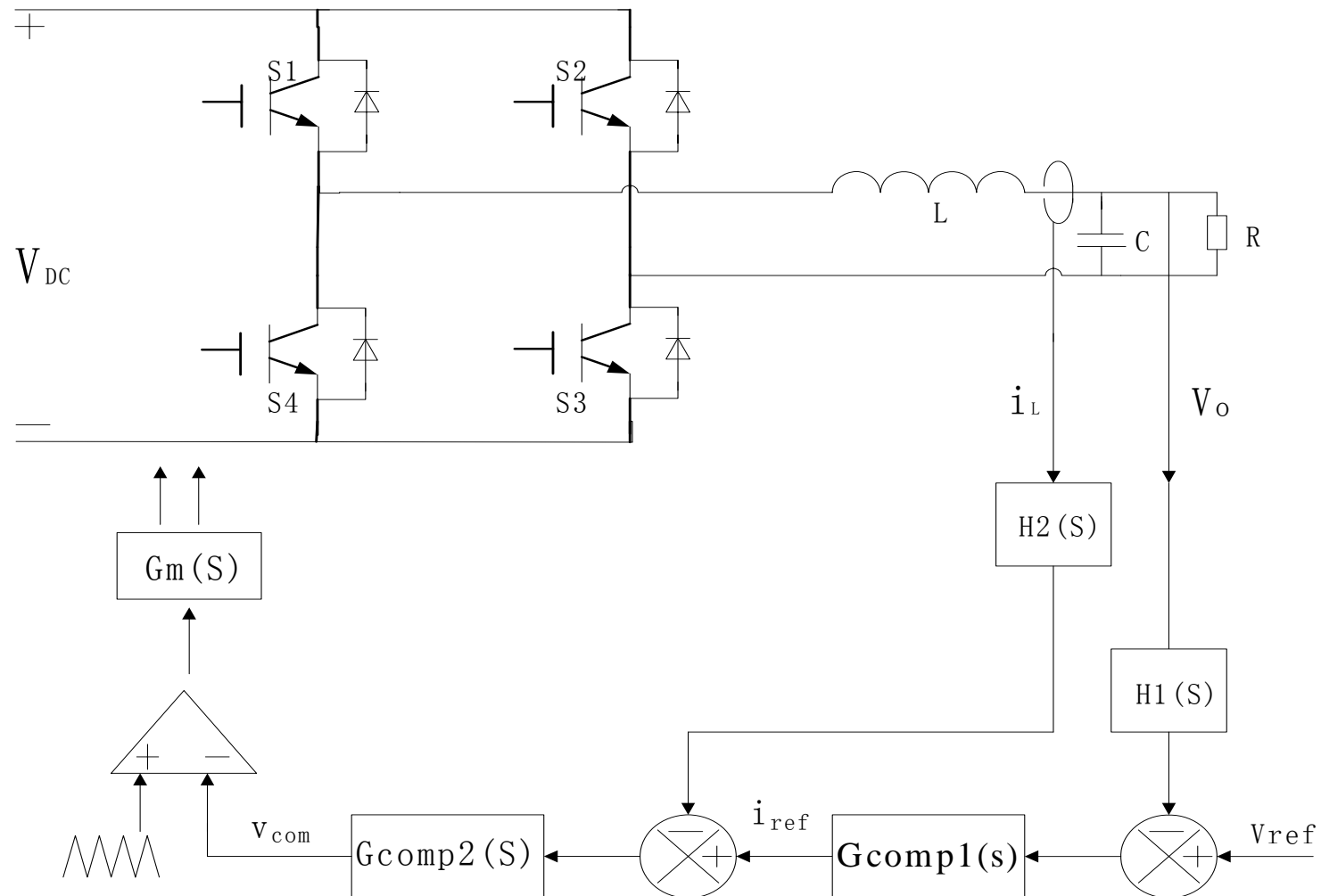
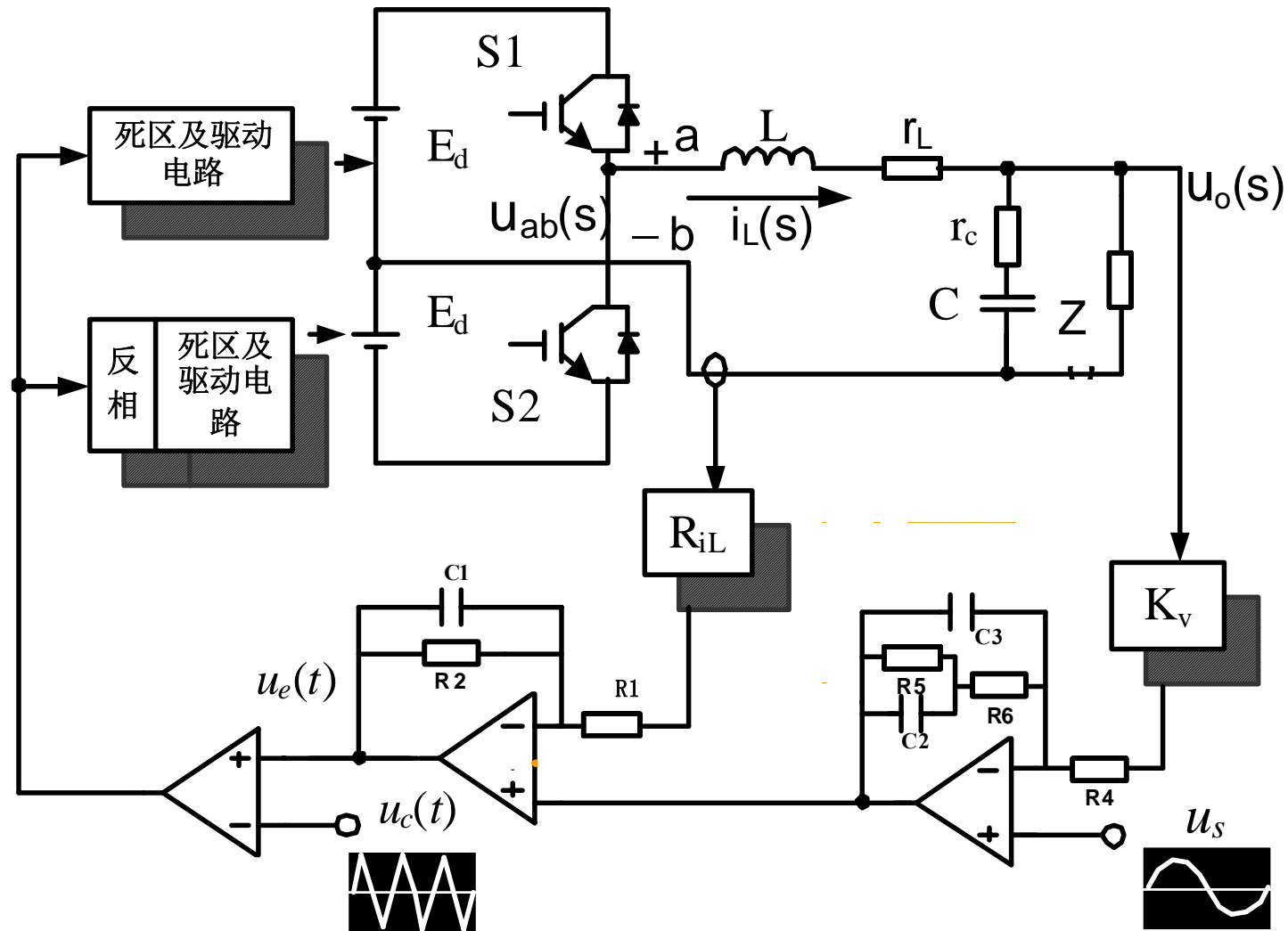


图7-25 滞环比较方式的指令电流和输出电流

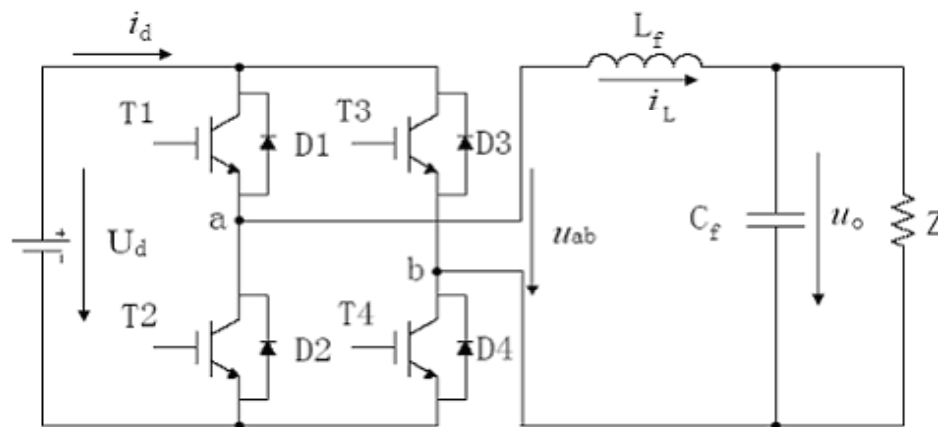
3) 电压电流双闭环反馈控制



单相逆变器双闭环系统框图



单相逆变器双闭环控制系统模型



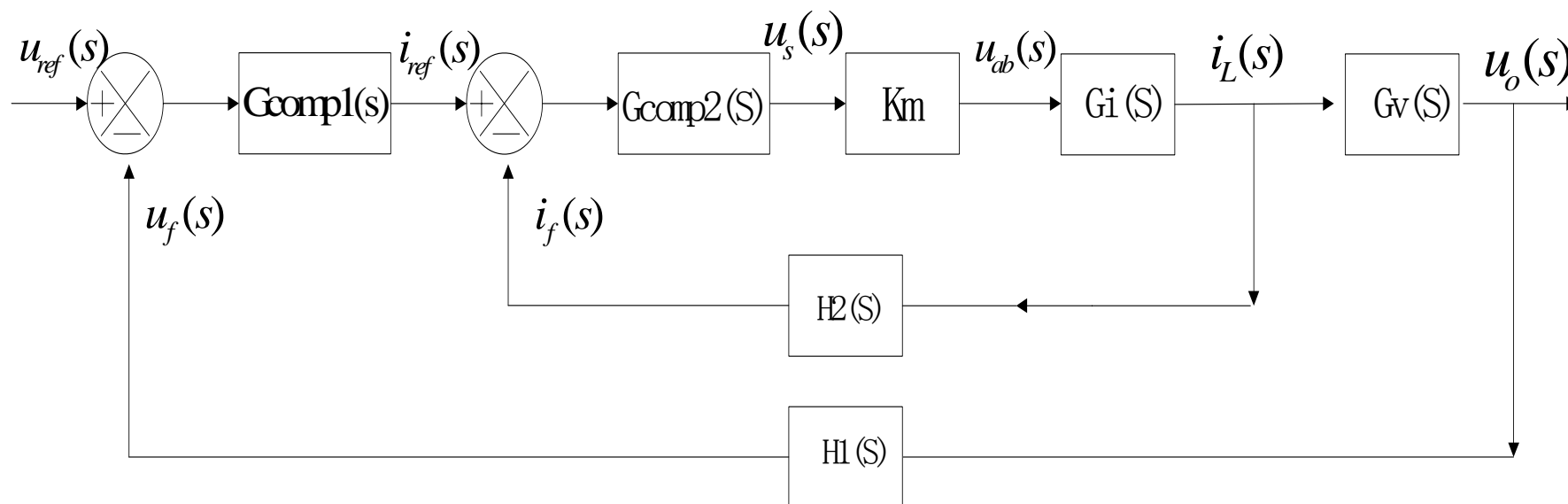
输出电压对电感电流的传递函数：

$$G_v(s) = \frac{u_o(s)}{i_L(s)} = \frac{R}{RCs + 1}$$

滤波电感电流对桥臂间输出电压基波的传递函数：

$$G_i(s) = \frac{i_L(s)}{u_{ab1}(s)} = \frac{u_o(s)}{u_{ab1}(s)} \cdot \frac{i_L(s)}{u_o(s)} = \frac{1}{LCs^2 + (rC + \frac{L}{R})s + \frac{r}{R} + 1} \cdot \frac{RCs + 1}{R}$$

➤ 单相逆变器双闭环控制系统模型



V_{ref} 为基准正弦电压， $H_1(s)$ 为输出电压采样传递函数， $H_2(s)$ 为电感电流采样传递函数， $G_{comp1}(s)$ 为电压环控制器的补偿网络传递函数， $G_{comp2}(s)$ 为电流环控制器的补偿网络传递函数， K_m 为单极性SPWM全桥逆变电路的电压放大倍数， $G_i(s)$ 为滤波电感电流对桥臂间输出电压基波的传递函数， $G_v(s)$ 为输出电压对电感电流的传递函数。

作业

- **1、什么是电压源逆变电路？有何特点？电路中的反馈二极管主要起什么作用？**
- **2、4-1 199页**
- **3、简述单极性SPWM和双极性SPWM调制控制方式，并画出波形示意图。**

作业

- 1、三相桥式电压型逆变电路， 180° 导电型， $U_d=100V$ 。试求输出相电压的基波幅值 $U_{an_{1m}}$ 和有效值 U_{an_1} ，输出线电压的基波幅值 $U_{ab_{1m}}$ 和有效值 U_{ab_1} ，输出线电压中5次谐波的有效值 U_{ab_5}
- 2、250页：5-1

